



Universidade do Minho

Paulo Frederico Costeira de Passos

Desenvolvimento de Conversores de Potência com Interface de Painéis Fotovoltaicos para Smart Homes

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica e de Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Dezembro de 2019

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

Este é um trabalho académico que pode ser utilizado por terceiros desde que respeitadas as regras e boas práticas internacionalmente aceites, no que concerne aos direitos de autor e direitos conexos.

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença abaixo indicada.

Caso o utilizador necessite de permissão para poder fazer um uso do trabalho em condições não previstas no licenciamento indicado, deverá contactar o autor, através do RepositóriUM da Universidade do Minho.



Atribuição

CC BY

<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>

Agradecimentos

Em primeiro lugar desejo agradecer ao meu orientador Doutor Vitor Duarte Fernandes Monteiro. Realço a amizade desenvolvida durante todo o período em que os nossos caminhos profissionais se cruzaram, onde com recurso a palavras providenciou constantemente uma enorme motivação e vontade de alcançar objetivos cada vez mais ambiciosos, com o objetivo de atingir a excelência.

Desejo agradecer ao Doutorando Tiago Sousa e ao Engenheiro José Cunha pelo apoio, disponibilidade e carinho demonstrados durante todo o desenvolvimento desta dissertação, por todas as conversas pessoais e profissionais, das quais resultaram uma grande transmissão de conhecimentos. Agradeço ainda o todo o gosto transmitido pela área da eletrónica de potência.

Desejo agradecer a todos os elementos do GEPE por todo o apoio e prontidão apresentados especialmente ao Doutorando Luís Barros e Doutor Delfim Pedrosa por todos os momentos de apoio, brincadeira e transmissão de conhecimentos proporcionados bem como desejo agradecer ainda aos meus colegas, que como eu, realizaram a dissertação de mestrado no laboratório do GEPE: João Machado, André Lemos, Sérgio Coelho e Diogo Vaz e em especial ao meu parceiro de trabalho Bruno Nova por todos os momentos de partilha de conhecimentos, apoio e ainda pelo excelente ambiente de trabalho que proporcionaram.

Agradeço também à família que construí no decorrer da minha vida, por todas as palavras de apoio e motivação que me transmitiram durante todo este processo, que me deram força para nunca desistir. Desejo um obrigado à minha companheira de armas por toda a paciência disponibilizada bem como por todo o carinho e amor transmitidos nos momentos mais difíceis deste processo. Agradeço à minha família, por todo o esforço realizado para que fosse possível chegar a este ponto. Por todas as palavras de apoio, motivação e companheirismo transmitido.

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “newERA4GRIDs – New Generation of Unified Power Conditioner with Advanced Control, Integrating Electric Mobility, Renewables, and Active Filtering Capabilities for the Power Grid Improvement”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEI-EEE/30283/2017.

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “DAIPESEV – Development of Advanced Integrated Power Electronic Systems for Electric Vehicles”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEI-EEE/30382/2017.

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho académico e confirmo que não recorri à prática de plágio nem a qualquer forma de utilização indevida ou falsificação de informações ou resultados em nenhuma das etapas conducente à sua elaboração.

Mais declaro que conheço e que respeitei o Código de Conduta Ética da Universidade do Minho.

Resumo

A microgeração e a utilização de veículos elétricos estão cada vez mais presentes no quotidiano e representam dois importantes fatores no caminho do desenvolvimento das *smart grids* e *smart homes*, que visam a gestão dos dispositivos eletrónicos ligados à rede elétrica ou à habitação. Assim sendo, a necessidade do desenvolvimento de novas tecnologias, assim como a otimização de topologias já existentes, no sentido de melhorar o carregamento de baterias dos veículos elétricos, a produção de energia a partir de fontes de energia renováveis e o melhoramento da qualidade da energia elétrica, é cada vez mais relevante. No âmbito desta dissertação pretende-se desenvolver um equipamento que surge como uma solução para a realização da interface entre veículos elétricos, painéis fotovoltaicos e a rede elétrica, além de compensar, dinamicamente, problemas de qualidade da energia elétrica. A solução tradicional utiliza dois conversores de potência para realizar a interface entre o veículo elétrico e a rede elétrica e mais dois conversores de potência para a interface da fonte de energia renovável e a rede elétrica). Esta topologia apresenta uma desvantagem no carregamento direto das baterias do veículo elétrico a partir da fonte de energia renovável, pois requer o uso de quatro conversores de potência e a rede elétrica como intermediários. Para colmatar esta desvantagem, a configuração adotada utiliza apenas um conversor CA-CC e um barramento CC comum aos dois conversores CC-CC que interligará os três conversores. Assim, obtêm-se as vantagens de utilizar apenas um conversor para realizar a interface do carregador do veículo elétrico e a fonte de energia renovável com a rede, a possibilidade de realizar o carregamento das baterias diretamente dos painéis fotovoltaicos, sem usar a rede como intermediário, e ainda a contribuição para a melhoria dos problemas de qualidade de energia. Nesta dissertação, foi desenvolvido um conversor CA-CC (em colaboração com outra dissertação), o mais reduzido possível (usando SiC - Silicon Carbide, como semicondutores controlados), variando assim as suas características de forma a se obter a redução de tamanho e a realizar a interface com os outros dois conversores de potência (CC-CC). Após um estudo cuidadoso do estado da arte, foi desenvolvido um modelo computacional em PSIM e foi desenvolvido um protótipo laboratorial (conversor CA-CC e CC-CC), onde o conversor CC-CC realiza a interface com a fonte de energia renovável (com algoritmo de controlo de *maximum power point tracker* (MPPT)). Com recurso ao sistema desenvolvido foram obtidos resultados experimentais que comprovam a solução adotada.

Palavras-Chave: Módulos Fotovoltaicos, Veículos Elétricos, Qualidade da Energia Elétrica, *Smart Home*, *Smart Grid*, Eletrónica de Potência, SiC – Silicon Carbide.

Abstract

Microgeneration and the use of electric vehicles are increasingly present in our daily lives and they represent two major factors in the development of smart grids and smart homes, which aim to manage electronic devices connected to the power grid or to the house. Therefore, the need to develop new technologies as well as improving the existing ones in order to improve battery charging of electric vehicles, the production of energy from renewable power sources and the improvement of energy quality is increasingly relevant. This dissertation intends to develop an equipment that emerges as a solution for the interface between electric vehicles, photovoltaic panels and the power grid as it also dynamically compensates for problems of power quality. The traditional solution uses two power converters to interface between the electric vehicle and the power grid (one ac/dc converter and another dc/dc converter) and two more power converters for the renewable power source (one ac/dc converter and another dc/dc converter). This traditional topology has a disadvantage in the direct charging of the electric vehicle batteries from the renewable energy source as it requires the use of four power converters and the power grid as intermediates. To overcome this drawback, the adopted configuration uses only one ac/dc converter and one common dc link to interface the two dc/dc converters with the ac/dc converter. This gives the advantages of using only one converter to interface the electric vehicle charger and the renewable power source with the power grid. It also allows the ability to charge the batteries directly from the photovoltaic panels without using the power grid as an intermediary further contributing to improve issues related to the quality of power. Through this dissertation, when combined with another dissertation, an AC/DC converter, compacted as much as possible will be developed, thus varying its characteristics in order to obtain the size reduction. This will interface with the other two power converters (dc/dc). Posteriorly and individually, a dc/dc converter will be developed that will interface with the renewable power source, where a maximum power point tracker (MPPT) control algorithm is applied in order to extract as much power as possible from the photovoltaic panel.

Keywords: Photovoltaic Modules, Electric Vehicles, Power Quality, Smart Home, Smart Grid, Power Electronics, SiC – Silicon Carbide.

ÍNDICE

| | |
|--|-------|
| Agradecimentos | iii |
| Resumo | v |
| Abstract | vi |
| Lista de Figuras..... | x |
| Lista de Tabelas | xv |
| Acrónimos e Siglas..... | xvi |
| Nomenclatura | xviii |
| Capítulo 1 Introdução | 1 |
| 1.1 Energia Solar Fotovoltaica no Mundo | 1 |
| 1.2 Energia Solar Fotovoltaica em Portugal | 3 |
| 1.3 <i>Smart Grid</i> e Microgeração | 4 |
| 1.4 Enquadramento e Motivações..... | 5 |
| 1.5 Objetivos da Dissertação..... | 6 |
| 1.6 Organização da Dissertação..... | 7 |
| Capítulo 2 Tecnologias de Sistemas Solares Fotovoltaicos | 9 |
| 2.1 Energia Solar Fotovoltaica..... | 9 |
| 2.2 Tipos de Células Fotovoltaicas | 10 |
| 2.2.1 Baseado em Materiais Sólidos Cristalizados | 10 |
| 2.2.2 Baseado em Materiais Amorfos e Finos | 11 |
| 2.2.3 Comparação das Várias Células Fotovoltaicas | 13 |
| 2.3 Modelo Elétrico de uma Célula Fotovoltaica..... | 14 |
| 2.4 Modelo Solar Fotovoltaico | 16 |
| 2.5 Sistemas Solares Fotovoltaicos: Tecnologias Emergentes | 18 |
| 2.6 Conclusão | 19 |
| Capítulo 3 Eletrónica de Potência para Sistemas Solares Fotovoltaicos | 20 |
| 3.1 Introdução..... | 20 |
| 3.2 Conversores CC-CC não Isolados | 20 |
| 3.2.1 Conversor <i>Boost (Step-Up)</i> | 21 |
| 3.2.2 Conversor <i>Buck-Boost (half-bridge)</i> | 23 |
| 3.3 Conversores CA-CC (PFC)..... | 24 |
| 3.3.1 Conversor CA-CC <i>Half-Bridge</i> | 25 |
| 3.3.2 Conversor CA-CC <i>full-bridge</i> | 26 |
| 3.3.3 Conversores Multinível..... | 27 |
| 3.3.4 Conversor <i>Interleaved</i> | 32 |
| 3.4 <i>Maximum Power Point Tracker</i> | 33 |
| 3.4.1 Tensão Constante | 34 |
| 3.4.2 Corrente Constante..... | 34 |
| 3.4.3 Perturbação & Observação (P&O)..... | 35 |
| 3.4.4 Condutância Incremental | 36 |

| | | |
|------------|--|-----|
| 3.5 | Técnicas de Controlo de Corrente para Conversores de Potência..... | 38 |
| 3.5.1 | Controlo de Corrente por Histerese | 38 |
| 3.5.2 | Controlo de Corrente por <i>Periodic Sampling</i> | 39 |
| 3.5.3 | Controlo Proporcional-Integral Estacionário..... | 40 |
| 3.5.4 | Controlo Preditivo | 40 |
| 3.6 | Técnicas de Modulação para Conversores VSI..... | 42 |
| 3.6.1 | SPWM Bipolar..... | 42 |
| 3.6.2 | SPWM Unipolar..... | 43 |
| 3.6.3 | SPWM para Conversores Multinível | 44 |
| 3.7 | Conclusão | 45 |
| Capítulo 4 | Dimensionamento e Simulações Computacionais do Equipamento para <i>Smart Homes</i> | 47 |
| 4.1 | Introdução | 47 |
| 4.2 | Topologia Proposta e Princípio de Funcionamento..... | 47 |
| 4.3 | Resultados de Simulação do Conversor CA-CC..... | 49 |
| 4.3.1 | Sincronização com a Rede Elétrica..... | 50 |
| 4.3.2 | Regulação do Barramento CC | 51 |
| 4.3.3 | Resultados do Controlo de Corrente | 53 |
| 4.3.4 | Compensação do <i>Dead-Time</i> | 53 |
| 4.3.5 | Funcionamento em Modo <i>Interleaved</i> | 55 |
| 4.4 | Resultados de Simulação do Conversor CC-CC..... | 56 |
| 4.4.1 | Módulo Solar | 56 |
| 4.4.2 | Resultados de Simulação do Conversor CC-CC do tipo <i>Boost</i> | 58 |
| 4.4.3 | Validação do Algoritmo de MPPT..... | 61 |
| 4.5 | Modos de Operação | 63 |
| 4.5.1 | <i>Grid-to-Vehicle</i> | 64 |
| 4.5.2 | <i>Vehicle-to-Grid</i> | 66 |
| 4.5.3 | <i>Renewable-to-Grid</i> | 67 |
| 4.5.4 | <i>Renewable-to-Vehicle</i> | 68 |
| 4.5.5 | <i>Renewable-to-Grid</i> e <i>Vehicle-to-Grid</i> | 70 |
| 4.6 | Conclusão | 71 |
| Capítulo 5 | Desenvolvimento do Equipamento para <i>Smart Homes</i> | 73 |
| 5.1 | Introdução | 73 |
| 5.2 | Hardware de Potência | 73 |
| 5.3 | Sistema de Controlo Desenvolvido | 78 |
| 5.3.1 | PCB de <i>Drivers</i> | 78 |
| 5.3.2 | <i>Digital Signal Processor</i> (DSP)..... | 81 |
| 5.3.3 | Sensores de Tensão..... | 84 |
| 5.3.4 | Sensores de Corrente | 85 |
| 5.3.5 | PCB de Condicionamento de Sinal, Comando e Proteção | 86 |
| 5.4 | Integração do Hardware Desenvolvido..... | 91 |
| 5.5 | Conclusão | 93 |
| Capítulo 6 | Resultados Experimentais do Equipamento Desenvolvido..... | 94 |
| 6.1 | Introdução..... | 94 |
| 6.2 | Resultados do Conversor CA-CC <i>Interleaved</i> | 94 |
| 6.2.1 | Controlo de Corrente Preditivo | 96 |
| 6.2.2 | Sincronização com a Rede Elétrica..... | 98 |
| 6.2.3 | Conversor a Operar como Inversor Ligado à Rede Elétrica | 99 |
| 6.2.4 | Regulação do Barramento CC | 100 |
| 6.3 | Resultados do Conversor CC-CC <i>boost</i> | 101 |
| 6.4 | Resultados do Sistema Integrado | 102 |
| 6.4.1 | <i>Grid-to-Vehicle</i> | 103 |

| | | |
|----------------------|--|-----|
| 6.4.2 | <i>Vehicle-to-Grid</i> | 105 |
| 6.4.3 | <i>Renewable-to-Grid</i> | 107 |
| 6.4.4 | <i>Renewable-to-Vehicle</i> | 110 |
| 6.4.5 | <i>Renewable-to-Grid e Vehicle-to-Grid</i> | 112 |
| 6.5 | Conclusão | 114 |
| Capítulo 7 | Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro..... | 116 |
| 7.1 | Conclusão | 116 |
| 7.2 | Sugestões de Trabalho Futuro | 120 |
| Lista de Referências | | 121 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1.1. Potências produzidas por fonte de energia. | 1 |
| Figura 1.2. Produção mundial de potência proveniente de fontes renováveis. | 2 |
| Figura 1.3. Produção por fontes de energia em Portugal | 3 |
| Figura 1.4. Incidência de radiação solar em Portugal [6] fonte: https://solargis.com/maps-and-gis-data/download/portugal | 4 |
| Figura 2.1. Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica. | 14 |
| Figura 2.2. Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica considerando as resistências parasitas. | 14 |
| Figura 2.3. Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica desprezando R_{sh} | 15 |
| Figura 2.4. Curva $I-V$ característica. | 16 |
| Figura 3.1. Esquema elétrico do conversor CC-CC <i>boost</i> | 21 |
| Figura 3.2. Esquema elétrico do conversor CC-CC <i>boost</i> com o semicondutor fechado. | 21 |
| Figura 3.3. Esquema elétrico do conversor CC-CC com o semicondutor aberto. | 22 |
| Figura 3.4. Tensão e corrente na bobina do conversor CC-CC em modo <i>boost</i> | 22 |
| Figura 3.5. Esquema do conversor CC-CC <i>half-bridge</i> | 23 |
| Figura 3.6. Esquema elétrico do conversor CA-CC <i>half-bridge</i> | 26 |
| Figura 3.7. Esquema elétrico do conversor CA-CC <i>full-bridge</i> | 27 |
| Figura 3.8. Esquema elétrico do conversor CA-CC <i>CHB</i> | 28 |
| Figura 3.9. Esquema elétrico do conversor CA-CC NPC de 5 níveis. | 30 |
| Figura 3.10. Esquema elétrico do conversor CA-CC <i>flying-capacitor</i> de 5 níveis. | 31 |
| Figura 3.11. Esquema elétrico do conversor CA-CC <i>interleaved</i> | 32 |
| Figura 3.12. Fluxograma do algoritmo MPPT de <i>P&O</i> | 36 |
| Figura 3.13. Fluxograma do algoritmo MPPT de condutância incremental. | 37 |
| Figura 3.14. Esquema do controlo por comparador com histerese. | 38 |
| Figura 3.15. Corrente sintetizada à saída do inversor com controlo por comparador com histerese onde foram consideradas diferentes margens de histerese. | 38 |
| Figura 3.16. Esquema do controlo por <i>periodic sampling</i> | 39 |
| Figura 3.17. (a) Forma de onda sintetizada para uma frequência de amostragem de 10 kHz; (b) Forma de onda sintetizada para uma frequência de amostragem de 100 kHz. | 39 |
| Figura 3.18. Esquema do controlo de corrente proporcional-integral para modulação SPWM. | 40 |
| Figura 3.19. Modulação <i>SPWM</i> Bipolar. | 43 |
| Figura 3.20. Modulação <i>SPWM</i> Unipolar. | 43 |
| Figura 3.21. Modulação <i>SPWM phase shift</i> horizontal e onda sintetizada. | 44 |
| Figura 3.22. Modulação <i>SPWM phase shift</i> vertical e onda sintetizada. | 45 |
| Figura 4.1. Interface dos módulos solares e veículo elétrico com a rede elétrica: (a) topologia clássica (b) topologia adotada. | 48 |
| Figura 4.2. Modos de operação da topologia proposta. | 48 |
| Figura 4.3. Modelo de simulação da topologia proposta. | 49 |
| Figura 4.4. Diagrama de Blocos da PLL. | 50 |

| | |
|---|----|
| Figura 4.5. Tensão da rede elétrica e sinal à saída da PLL. | 50 |
| Figura 4.6. Tensão da rede elétrica e sinal à saída da PLL com Tensão da Rede Desfasada 120°. | 51 |
| Figura 4.7. Controlador PI para controlo da tensão do barramento CC. | 52 |
| Figura 4.8. Carregamento do barramento CC. | 52 |
| Figura 4.9. Corrente de referência e corrente sintetizada recorrendo ao controlo preditivo. | 53 |
| Figura 4.10. Efeito do <i>dead-time</i> numa corrente sintetizada. | 54 |
| Figura 4.11. Compensação do efeito do <i>dead-time</i> na corrente sintetizada. | 54 |
| Figura 4.12. Corrente em cada conversor CA-CC <i>full-bridge</i> | 55 |
| Figura 4.13. Corrente resultante a injetar na rede elétrica. | 56 |
| Figura 4.14. Modelo de simulação de um modulo solar KC200GHT-2. | 57 |
| Figura 4.15. Modelo de simulação de 12 módulos solares KC200GHT-2 a 25° C. | 58 |
| Figura 4.16. Modelo de simulação do conversor CC-CC. | 60 |
| Figura 4.17. Potência de referência dos módulos solares, potência produzida pelos módulos solares e potência consumida pela carga. | 60 |
| Figura 4.18. Tensão e Corrente presentes nas saídas dos módulos solares. | 61 |
| Figura 4.19. Tensão de entrada V_{pv} e tensão de saída V_{carga} , do conversor CC-CC tipo <i>boost</i> | 61 |
| Figura 4.20. <i>Ripple</i> do valor da corrente e tensão na bobina do conversor CC-CC unidirecional. | 61 |
| Figura 4.21. Ambiente de simulação do algoritmo de MPPT Perturbação & Observação. | 62 |
| Figura 4.22. Potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos comparado com a potência máxima teórica. | 63 |
| Figura 4.23. Potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos comparado com a potência máxima teórica. | 63 |
| Figura 4.24. Corrente fornecida por parte da rede elétrica e corrente absorvida pelas baterias (0,55 s-1,05 s) para efetuar o carregamento aquando iniciam o carregamento. | 65 |
| Figura 4.25. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC bidirecional e tensão do barramento CC. | 65 |
| Figura 4.26. Corrente fornecida por parte da rede elétrica e corrente injetada pelas baterias aquando iniciam o descarregamento (0,55 s-1,05 s). | 66 |
| Figura 4.27. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC bidirecional e tensão do barramento CC. | 67 |
| Figura 4.28. Corrente absorvida por parte da rede elétrica e corrente fornecida pelos módulos fotovoltaicos (0,55 s-0,75 s) para efetuar o carregamento. | 67 |
| Figura 4.29. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC unidirecional e tensão do barramento CC. | 68 |
| Figura 4.30. Corrente absorvida da rede elétrica por parte das baterias quando não fornecida pelos módulos fotovoltaicos (0,45 s-0,55 s) e quando fornecida pelos módulos fotovoltaicos (0,55 s-0,85 s). | 69 |
| Figura 4.31. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC bidirecional aquando o carregamento e tensão do barramento CC. | 69 |
| Figura 4.32. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC unidirecional e tensão do barramento CC. | 70 |
| Figura 4.33. Corrente absorvida por parte da rede elétrica e corrente fornecida por parte das baterias (0,3 s-1 s) e módulos fotovoltaicos (0,4 s-0,7 s). | 70 |
| Figura 4.34. Corrente e tensão fornecidos por parte dos módulos fotovoltaicos e tensão do barramento CC. | 71 |
| Figura 4.35. Corrente absorvida pelas baterias, tensão ao longo do processo de descarregamento e tensão medida no barramento CC. | 71 |
| Figura 5.1. Conversor CC-CC <i>half-bridge</i> implementado. | 74 |
| Figura 5.2. Layout do conversor CC-CC <i>half-bridge</i> : (a) Camada superior; (b) Camada inferior. | 75 |
| Figura 5.3. Layout da placa de potência (a) camada superior; (b) camada inferior. | 76 |
| Figura 5.4. ADUM3223 com circuito de <i>bootstrap</i> [76]. | 79 |

| | |
|---|-----|
| Figura 5.5. Placa de <i>driver</i> com 1 <i>ADUM3223</i> | 80 |
| Figura 5.6. Placa de <i>driver</i> com 3 <i>ADUM3223</i> | 80 |
| Figura 5.7. Placas de <i>drivers</i> desenvolvidas. | 81 |
| Figura 5.8. Placa de desenvolvimento do GEPE para suporte do DSP TMS320F8335..... | 82 |
| Figura 5.9. Fluxograma do algoritmo de controlo. | 83 |
| Figura 5.10. Sensor de tensão <i>CYHVS5-25</i> | 84 |
| Figura 5.11. Sensor de corrente <i>LTSR15-NP</i> | 85 |
| Figura 5.12. Montagem amplificadora somador não-inversora e resistência de medida..... | 86 |
| Figura 5.13. Seguidor de tensão, filtro RC passa-baixo e diodo de <i>zener</i> | 87 |
| Figura 5.14. Circuito comparador em janela. | 88 |
| Figura 5.15. Circuito comparador em janela e circuito memorizador de erro. | 89 |
| Figura 5.16. Placas de condicionamento de sinal, comando e proteção. | 90 |
| Figura 5.17. Placas de condicionamento de sinal, comando e proteção. | 90 |
| Figura 5.18. Placas de condicionamento de sinal, <i>drivers</i> com orientação vertical. | 91 |
| Figura 5.19. Alimentações em ligação de estrela. | 92 |
| Figura 5.20. Equipamento desenvolvido sem proteção. | 92 |
| Figura 5.21. Equipamento desenvolvido com proteção..... | 93 |
| Figura 6.1. Corrente do lado da rede elétrica (CH2) e tensão à saída conversor CA-CC (CH1)..... | 95 |
| Figura 6.2. Corrente de saída do conversor CA-CC: (a) corrente sintetizada; (b) <i>ripple</i> da corrente sintetizada..... | 95 |
| Figura 6.3. Corrente de saída do conversor CA-CC para uma frequência de comutação de 40 kHz..... | 95 |
| Figura 6.4. Corrente no conversor CA-CC: (a) corrente sintetizada em cada conversor CA-CC <i>full-bridge</i> ; (b) corrente resultante..... | 96 |
| Figura 6.5. <i>Ripple</i> da corrente de saída do conversor CA-CC com uma frequência resultante de 40 kHz..... | 96 |
| Figura 6.6. Corrente no conversor CA-CC: (a) corrente sintetizada pelo conversor CA-CC; (b) <i>ripple</i> da corrente sintetizada..... | 97 |
| Figura 6.7. Efeito do <i>dead-time</i> : (a) corrente sintetizada no CA-CC <i>full-bridge</i> sem compensação do efeito <i>dead-time</i> (CH1); (b) corrente sintetizada com a compensação do <i>dead-time</i> (CH1)..... | 97 |
| Figura 6.8. <i>Ripple</i> das correntes sintetizadas por cada conversor CA-CC <i>full-bridge</i> (CH1 e CH2), <i>ripple</i> da corrente resultante para uma frequência de comutação de 40 kHz (MATH)..... | 98 |
| Figura 6.9. Técnica de sincronização com a rede elétrica: (a) Momento de sincronização; (b) PLL sincronizada com a tensão da rede elétrica. | 98 |
| Figura 6.10. Técnica de sincronização com a rede elétrica: (a) Momento de sincronização; (b) PLL sincronizada com a tensão da rede elétrica..... | 99 |
| Figura 6.11. Injeção de corrente na rede elétrica: a) tensão presente no barramento CC (CH3), corrente presente na saída do conversor CA-CC (CH4), corrente de referência (CH1) e tensão da rede lida pelo DAC (CH2); (b) <i>ripple</i> da corrente presente em cada conversor CA-CC <i>full-bridge</i> (CH3 e CH4) e <i>ripple</i> da corrente resultante..... | 100 |
| Figura 6.12. Tensão da rede lida pelo DAC (CH2), corrente de referência (CH1) e corrente sintetizada (CH4)..... | 100 |
| Figura 6.13. Controlo do barramento CC: a) tensão da rede elétrica lida pelo DAC (CH2), PLL sincronizada (CH1), <i>ripple</i> da tensão do barramento CC (CH4) e corrente de entrada do conversor CA-CC (CH3); (b) tensão no barramento CC (CH4), corrente de entrada do conversor CA-CC (CH3), tensão da rede elétrica lida pelo DAC (CH2) e PLL sincronizada (CH1)..... | 101 |
| Figura 6.14. Conversor CC-CC <i>half-bridge</i> unidirecional a operar em modo <i>boost</i> : (a) Tensão medida à saída do conversor CC-CC unidirecional (CH3), corrente medida à saída do conversor CC-CC unidirecional (CH2), corrente de entrada medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2 A) (CH1); (b) Tensão medida à saída do conversor CC-CC unidirecional (CH3), corrente medida à saída do conversor CC-CC | |

| | |
|---|-----|
| unidirecional (CH2), corrente de entrada medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH1)(1 A)..... | 102 |
| Figura 6.15. Modo de operação G2V: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (2 A) (CH2), corrente medida no lado da rede elétrica (CH1); (b) O ripple da corrente medida em cada um dos conversores CA-CC <i>full-bridge</i> (CH1 e CH2) e a soma das mesmas através do MATH do osciloscópio..... | 103 |
| Figura 6.16. Tensão do barramento CC (CH4), tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH3) e ripple da corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2)..... | 104 |
| Figura 6.17. Modo de operação G2V: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (3,75 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3); (b) <i>Ripple</i> da corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2) e tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH3)..... | 104 |
| Figura 6.18. Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (2 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3)..... | 105 |
| Figura 6.19. Modo de operação V2G: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (2,03 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3); (b) <i>Ripple</i> da corrente medida em cada uma dos conversores CA-CC <i>full-bridge</i> (CH1 e CH2) e a soma das mesmas através do canal MATH do osciloscópio..... | 106 |
| Figura 6.20. Tensão do barramento CC (CH4), tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH3) e <i>ripple</i> da corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2)..... | 106 |
| Figura 6.21. Modo de operação V2G: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (4 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3); (b) Tensão no barramento CC (CH4), <i>ripple</i> corrente medida no do conversor CC-CC bidirecional (CH2) e tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH3)..... | 107 |
| Figura 6.22. Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (4 A) (CH2), corrente medida no lado da rede elétrica (CH1) em oposição de fase com a tensão da mesma (CH3)..... | 107 |
| Figura 6.23. Modo de operação R2G: (a) Tensão no barramento CC (CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2,13 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3);(b) <i>Ripple</i> da corrente medida em cada uma dos conversores CA-CC <i>full-bridge</i> (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do MATH do osciloscópio..... | 108 |
| Figura 6.24. Tensão do barramento CC (CH4), tensão medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH3) e <i>ripple</i> da corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH2)..... | 109 |
| Figura 6.25. Modo de operação R2G: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (4,01 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3); (b) Tensão no barramento CC (CH4), <i>ripple</i> da corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH2) e tensão medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH3). | 109 |
| Figura 6.26. Corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (4,23 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3) e tensão no barramento CC (CH4). | 110 |
| Figura 6.27. Modo de operação R2V: (a) Corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2 A) (CH1), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH4 e CH3) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2); (b) Tensão na rede elétrica (CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2 A) (CH1), tensão do barramento CC (CH4) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2)..... | 111 |
| Figura 6.28. Modo de operação R2V: (a) Corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2,11 A) (CH1), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH4 e CH3) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2); (b) Tensão na rede elétrica (CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (4 A) (CH1), tensão do barramento CC (CH4) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2)..... | 112 |
| Figura 6.29. Correntes medidas nas bobinas dos conversores CC-CC unidirecional e bidirecional (CH4 e CH2), corrente e tensão medidos do lado da rede elétrica (CH1 e CH3)..... | 112 |

| | |
|--|-----|
| Figura 6.30. Modo de operação R2G e V2G: Tensão e corrente medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (1 A) (CH2) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (1 A) (CH4). | 113 |
| Figura 6.31. Modo de operação R2G e V2G: (a) Tensão e corrente medidos no lado da rede elétrica (CH4 e CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (3 A) (CH2) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (3 A) (CH1); (b) Tensão da rede elétrica (CH3), tensão do barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (3 A) (CH2) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (3 A) (CH1). | 114 |
| Figura 6.32. Corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional e unidirecional (CH2 e CH4), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3). | 114 |

Lista de Tabelas

| | |
|---|----|
| Tabela 1.1. Países com a maior capacidade instalada e capacidade total instalada em 2018. | 3 |
| Tabela 2.1. Comparação das várias tecnologias empregues no desenvolvimento de células fotovoltaicas. | 13 |
| Tabela 3.1. Modos de operação do conversor CC-CC <i>half-bridge</i> | 24 |
| Tabela 3.2. Modos de operação do conversor CA-CC <i>half-bridge</i> | 26 |
| Tabela 3.3. Modos de operação do conversor CA-CC <i>full-bridge</i> | 27 |
| Tabela 3.4. Modos de operação do conversor CA-CC <i>CHB</i> | 29 |
| Tabela 3.5. Modos de Operação do Conversor CA-CC <i>NPC</i> de 5 níveis. | 30 |
| Tabela 3.6. Modos de operação do conversor CA-CC <i>flying-capacitor</i> de 5 níveis. | 32 |
| Tabela 3.7. Modos de operação do conversor CA-CC <i>interleaved</i> | 33 |
| Tabela 3.8. Relação da variável de perturbação com a potência disponível. | 35 |
| Tabela 4.1. Cálculos dos parâmetros característicos para uma instalação de 1 e 12 módulos solares | 57 |
| Tabela 4.2. Parâmetros do conversor CC-CC tipo <i>boost</i> | 59 |

Acrónimos e Siglas

| Acrónimo / Sigla | Significado |
|-------------------------|--|
| ADC | <i>Analog-to-Digital Converter</i> |
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| CCI | <i>Capacitor Clamped Inverter</i> |
| CHB | <i>Cascaded H Bridge</i> |
| CSI | <i>Current Source Inverter</i> |
| DAC | <i>Digital-to-Analog Converter</i> |
| DCI | <i>Diode Clamped Inverter</i> |
| DSP | <i>Digital Signal Processor</i> |
| EMI | <i>Electromagnetic Interference</i> |
| FBD | <i>Fryze–Buchholz–Deppenbrock</i> |
| G2V | <i>Grid-to-Vehicle</i> |
| Ge | Condutância |
| IGBT | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> |
| LTP | <i>Lower trip point</i> |
| MOSFET | <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> |
| MPP | <i>Maximum Power Point</i> |
| MPPT | <i>Maximum Power Point Tracker</i> |
| PCB | <i>Printed Circuit Board</i> |
| PFC | <i>Power Factor Correction</i> |
| PLL | <i>Phase Locked Loop</i> |
| PV | Painéis Fotovoltaicos |
| QEE | Qualidade de Energia Elétrica |
| R2G | <i>Renewable-to-Grid</i> |
| R2V | <i>Renewable-to-Vehicle</i> |
| RES | <i>Renewable Energy Source</i> |

| | |
|------|--|
| SG | <i>Smart Grid</i> |
| SH | <i>Smart Home</i> |
| SiC | <i>Silicon Carbide</i> |
| SMD | <i>Surface Mount Device</i> |
| SPWM | <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> |
| UTP | <i>Upper trip point</i> |
| V2G | <i>Vehicle-to-Grid</i> |
| Vcc | Tensão no Barramento CC |
| VE | Veículo Elétrico |
| VSI | <i>Voltage Source Inverter</i> |

Nomenclatura

| | | |
|------------|---|----------|
| I_{sc} | <i>Corrente de Curto-Circuito</i> | A |
| i_{ref} | Corrente de referência | A |
| I_{bat} | Corrente de saída das baterias | A |
| I_{inv} | Corrente de saída do conversor CA-CC | A |
| I_{pv} | Corrente de saída dos módulos fotovoltaicos | A |
| I_{mpp} | Corrente no ponto de potência máxima | A |
| f | Frequência da tensão da rede elétrica | Hz |
| f_s | Frequência de amostragem | Hz |
| f_c | Frequência de comutação | Hz |
| P_{bat} | Potência de saída das baterias | W |
| P_{pv} | Potência de saída dos módulos fotovoltaicos | W |
| R_g | Resistência de gate | Ω |
| R_{ge} | Resistência gate-emissor | Ω |
| V_{tri} | Tensão da onda triangular portadora | V |
| V_{oc} | <i>Tensão de Circuito Aberto</i> | V |
| V_{ref} | Tensão de referência | V |
| V_{bat} | Tensão de saída das baterias | V |
| V_{inv} | Tensão de saída do conversor CA-CC | V |
| V_{pv} | Tensão de saída dos módulos fotovoltaicos | V |
| V_{mpp} | Tensão no ponto de potência máxima | V |
| I_{rms} | Valor eficaz da corrente | V |
| V_{rms} | Valor eficaz da tensão | V |
| ΔI | Variação da corrente | A |

Capítulo 1

Introdução

1.1 Energia Solar Fotovoltaica no Mundo

O contínuo crescimento da população mundial leva, inevitavelmente, a um rápido crescimento da demanda energética por parte da população. Devido à excessiva poluição e escassez dos combustíveis fósseis é imperativo integrar fontes de energia renováveis de forma a dar resposta a esta necessidade e de caminhar em prol de um desenvolvimento sustentável [1].

O ano de 2018 tornou-se um marco relativamente ao tema da energia solar fotovoltaica. Foi neste ano que se quebrou a barreira de uma produção a nível mundial de mais de 500 GW. Contudo, neste ano também se registou a primeira queda no crescimento desta tecnologia. Todavia, foram adicionados à produção mundial mais 102,4 GW provenientes da geração de energia através desta fonte de energia renovável à produção já existente. Este valor representa 4% a mais do que a capacidade de 98,5 GW instalada em 2017.

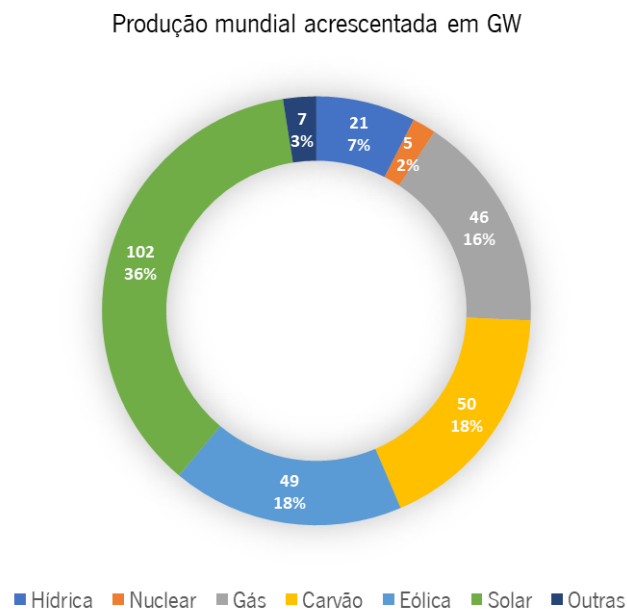


Figura 1.1. Potências produzidas por fonte de energia.

Apesar de apresentar uma curva com pouco declive relativo ao seu crescimento anual, a energia solar foi a fonte de energia que mais aumentou a sua capacidade de produção face a todas as outras tecnologias de produção de energia elétrica. Tal como em 2017, esta tecnologia superou, em termos

de instalações adicionadas por ano, a capacidade combinada instalada dos combustíveis fósseis e nuclear embora tenha sido por uma pequena percentagem (<1%). Apesar do seu rápido crescimento, a produção de energia a partir desta tecnologia ainda carece de grandes investimentos e desenvolvimento de forma a aproximar-se do seu verdadeiro potencial, pois analisando a produção total de energia no planeta em 2018, a energia solar representa apenas 2% dessa produção.

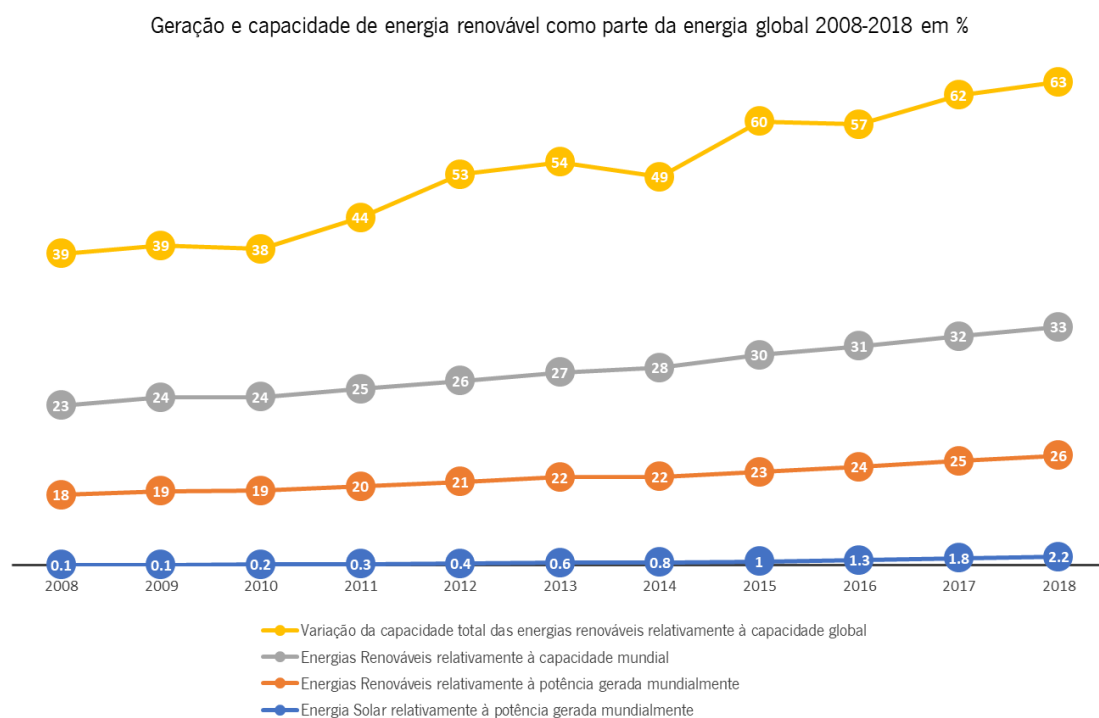


Figura 1.2. Produção mundial de potência proveniente de fontes renováveis.

O mercado mundial da energia solar fotovoltaica é dominado pela China, que possui um total de 176,1 GW instalados no seu território. Apesar de enorme diferença face à China, os Estados Unidos da América é segundo maior produtor, contando com instalações que perfazem uma capacidade total de 62,2 GW. Imediatamente depois aparece o Japão com uma capacidade total instalada de 56 GW [2].

Devido às metas estabelecidas pela União Europeia para 2020, a Europa está também a aumentar exponencialmente a capacidade de produção de energia elétrica através desta tecnologia. Em 2018 a sua capacidade de produção aumentou em 11,3 GW, o que representa um aumento de 21% face aos 9.3 GW instalados anteriormente em 2017. É também esperado um aumento de 80% para 2019, que representa um acréscimo de capacidade em 20,4 GW e também um crescimento de mais 18%, equivalente a 24,1 GW, para 2020 [3].

A Tabela 1.1 ilustra os países que mais capacidade instalaram em 2018 bem como os países com a maior capacidade instalada.

Tabela 1.1. Países com a maior capacidade instalada e capacidade total instalada em 2018.

| Capacidade anual instalada | | | Capacidade total | | |
|----------------------------|---------------|---------|------------------|---------------|----------|
| 1 | China | 45,0 GW | 1 | China | 176,1 GW |
| 2 | Índia | 10,8 GW | 2 | USA | 62,2 GW |
| 3 | USA | 10,6 GW | 3 | Japão | 56,0 GW |
| 4 | Japão | 6,5 GW | 4 | Alemanha | 45,4 GW |
| 5 | Austrália | 3,8 GW | 5 | Índia | 32,9 GW |
| 6 | Alemanha | 3,0 GW | 6 | Itália | 20,1 GW |
| 7 | México | 2,7 GW | 7 | Reino Unido | 13,0 GW |
| 8 | Coreia do Sul | 2,0 GW | 8 | Austrália | 11,3 GW |
| 9 | Turquia | 1,6 GW | 9 | França | 9,0 GW |
| 10 | Holanda | 1,3 GW | 10 | Coreia do Sul | 7,9 GW |

1.2 Energia Solar Fotovoltaica em Portugal

Atualmente em Portugal, tal como ilustra a Figura 1.3 ainda se verifica uma grande dependência energética das fontes de energia não renováveis [4].

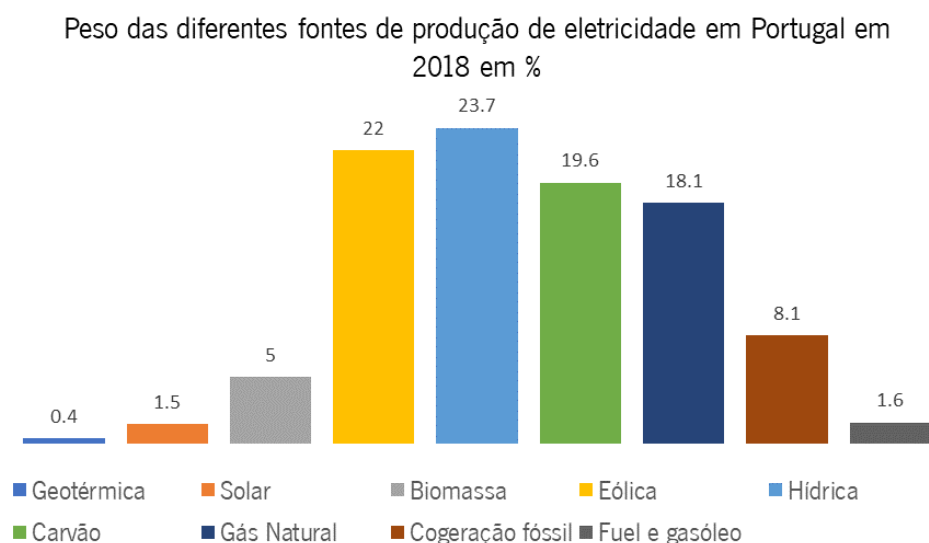


Figura 1.3. Produção por fontes de energia em Portugal

Contudo, 52,2% da produção de energia elétrica teve origem em fontes de energia renováveis. Verifica-se que a geração de energia hídrica e eólica são as que possuem um maior contributo, com 23,7% e 22%, respetivamente, seguidas da geração recorrendo à biomassa e solar, com 5% e 1,5%, respetivamente. Consta-se ainda que a energia solar fotovoltaica está continuamente a aumentar o número de instalações pelo território nacional e consequentemente a sua capacidade total [5]. Este constante aumento, deve-se ao facto de Portugal ter efetuado uma aprofundada revisão às suas políticas energéticas em 2008. Aliado a esta revisão estão as ótimas condições climáticas e

geográficas [4]. Como se verifica na Figura 1.4, Portugal apresenta uma ótima média anual da radiação incidente na superfície. Este último factor torna a exploração da energia solar fotovoltaica bastante viável.



Figura 1.4. Incidência de radiação solar em Portugal [6]
 fonte: <https://solargis.com/maps-and-gis-data/download/portugal>.

1.3 *Smart Grid* e Microgeração

Atualmente, a rede elétrica engloba todas as centrais de geração de energia, bem como todas as linhas de transmissão e distribuição, responsáveis por entregar a energia ao consumidor final. Com os avanços tecnológicos, é cada vez maior a necessidade de aumentar a eficiência das trocas de energia da rede elétrica, postos de geração de energia locais e o consumidor final. Recorrendo a aparelhos de medição inteligentes e tecnologias de comunicação, é possível detetar e reagir rapidamente a alterações nos padrões de consumo energético, aumentando assim a eficiência do fluxo de energia, diminuição dos custos de operação enquanto se mantém um sistema altamente fiável. Dado que a *smart grid* permite um fluxo de energia bidirecional, esta permite monitorizar e controlar todos os elementos lá conectados. Possibilita também a integração de fontes de energia localizadas, tanto renováveis como derivadas de combustíveis fósseis. Adicionalmente, possibilita ao consumidor a gestão do seu próprio consumo e produção, caso possuam painéis fotovoltaicos ou outra fonte de energia [7].

A constante evolução destas tecnologias resulta num novo paradigma, denominado por *smart homes* (SH), que é representado pela forma de como a energia elétrica é distribuída e consumida, a comunicação entre todos os equipamentos conectados à SH, bem como a troca de dados entre o fornecedor e consumidor, de forma a oferecer ao utilizador uma maior eficiência na deteção e resolução de problemas nos equipamentos instalados. A SH visa a integração de aparelhos inteligentes conectados pela mesma rede *wireless*, nomeadamente aparelhos de medição e atuação. Aliado às SG, cria-se a possibilidade de oferecer ao consumidor um controlo total sobre a gestão da energia na sua habitação, bem como o controlo do funcionamento dos dispositivos inteligentes [8].

Como consequência do rápido aumento no número de instalações solares fotovoltaicas e outras fontes de energia renováveis, é promovido o autoconsumo, devido ao facto de a fonte de energia estar localizada próxima do local de consumo. Deixa de ser tão viável um sistema baseado na injeção de toda a energia produzida na rede elétrica e incentiva-se o autoconsumo, onde a energia excedente também pode ser injetada na rede [9].

1.4 Enquadramento e Motivações

O setor da produção de energia a partir de fontes de energia renováveis está numa escala de crescimento notória, sendo que, cada vez mais, a humanidade recebe energia proveniente destas fontes. A combinação da necessidade que os países em desenvolvimento têm em obter energia elétrica e a competitividade entre os grandes fabricantes de sistemas de produção de energia a partir de fonte renováveis que procuram dar resposta a esta demanda, propulsionaram o crescimento destas tecnologias [10].

Constata-se que cada vez mais a microgeração e a utilização de veículos elétricos estão presentes no nosso quotidiano, pois são dois fatores essenciais ao desenvolvimento das SH e SG que visam a gestão de todos os dispositivos eletrónicos ligados à rede elétrica ou à habitação. Esta produção doméstica de energia é um excelente método para a redução da pegada humana e para o início do desuso da energia proveniente dos combustíveis fósseis, que provocam sérios danos ao planeta, devido à quantidade de gases libertados, nomeadamente óxido de nitrogénio, dióxido de enxofre, metais pesados e dióxido de carbono.

Apesar disto, estes aumentos significativos de cargas ligadas à rede começam a trazer problemas de qualidade de energia elétrica (QEE) à rede elétrica. Surgem então novas soluções bem como a otimização de soluções já existentes de forma a ser possível eliminar estes problemas e manter a rede elétrica com a melhor QEE possível.

Assim sendo, no âmbito desta dissertação foi desenvolvido um equipamento que engloba três conversores de potência que interagem entre si, possibilitando a interface entre a rede elétrica, os painéis fotovoltaicos (PV) e as baterias dos veículos elétricos (VE), permitindo então operar em quatro diferentes modos: (a) operação rede elétrica para veículo elétrico, onde as baterias são carregadas a partir da rede elétrica; (b) operação veículo elétrico para rede elétrica, onde parte da energia armazenada nas baterias do veículo elétrico é devolvida à rede elétrica; (c) operação fonte renovável para a rede elétrica, onde a energia produzida é entregue à rede elétrica quando o veículo elétrico não está a carregar as suas baterias; (d) operação fonte renovável para o veículo elétrico, onde a energia produzida é utilizada para carregar as baterias do veículo elétrico. Apesar destes modos de operação poderem operar em modo individual, estes podem ser reorganizados para modos de operação combinados [11].

Nos dias de hoje, existe claramente um consumo e dependência excessiva sobre os combustíveis fósseis. Surgem assim novas oportunidades de desenvolvimento de soluções que começam a reduzir esta dependência. Assim, começa a existir um aumento no número de veículos elétricos bem como de sistemas capazes de gerar energia suficiente para auxiliar o fornecimento de energia elétrica nas habitações e indústrias. Além disso, o número de cargas não lineares ligadas à rede também aumenta, contribuindo para acentuar problemas de QEE na rede. Neste sentido, surge assim uma proposta para solucionar estes problemas. Nesta dissertação, são apresentados os detalhes de desenvolvimento de um equipamento capaz de gerir a energia numa habitação.

1.5 Objetivos da Dissertação

O objetivo principal deste projeto consiste no desenvolvimento de um sistema para SH que realize a interface entre a rede elétrica, os painéis fotovoltaicos e as baterias de um veículo elétrico. Desenvolve-se então um conversor CA-CC bidirecional monofásico, um conversor CC-CC unidirecional para interface com os painéis fotovoltaicos e um conversor CC-CC bidirecional para interface com os veículos elétricos. Este projeto é desenvolvido em duas dissertações. Nesta dissertação é focado o desenvolvimento do conversor CA-CC e o desenvolvimento do conversor CC-CC unidirecional para interface com os painéis fotovoltaicos. Assim, os objetivos desta dissertação serão:

- Estudo do estado da arte sobre conversores, tecnologias de painéis solares fotovoltaicos, algoritmos de MPPT e técnicas de controlo utilizadas em inversores e conversores CC-CC boost;

- Estudo com recurso a simulações computacionais utilizando a ferramenta *PowerSIM* de topologias e técnicas de controlo aplicáveis ao equipamento a desenvolver;
- Desenvolvimento dos conversores de eletrónica de potência bem como os seus sistemas de controlo;

Realização de ensaios individuais dos conversores de potência e, posteriormente, integração dos mesmos de forma a verificar e validar o desempenho do sistema totalmente integrado.

1.6 Organização da Dissertação

Este documento está dividido em sete capítulos, ao longo dos quais está descrito todas as etapas do desenvolvimento desta dissertação. Apresenta-se neste subcapítulo uma descrição pormenorizada dos assuntos abordados em cada um dos capítulos englobados neste documento.

No Capítulo 1 é exposto o problema da forma como a energia é produzida no nosso quotidiano. Apresenta-se como solução a produção de energia solar fotovoltaica bem como a integração da mesma em SH e SG. São apresentados dados estatísticos relativos ao desenvolvimento desta fonte de energia renovável, ao longo do tempo, no mundo bem como em Portugal. É exposto novo paradigma das SH, sendo descrito as possíveis vantagens que esta nova forma de geração e consumo de energia oferece ao consumidor final. O capítulo é encerrado com a descrição das motivações e objetivos do sistema.

No Capítulo 2 é realizada uma introdução à energia solar fotovoltaica onde são descritos com mais detalhe os elementos chave para o seu funcionamento. Nestes elementos, estão incluídos a célula fotovoltaica, as tecnologias englobadas na mesma e os fatores externos que afetam o correto funcionamento da mesma, e por fim é feito um levantamento do estado da arte sobre a tecnologia já existe no mercado. O capítulo encerra-se com o modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica.

No Capítulo 3 é levantado o estado da arte de topologias de conversores de eletrónica de potência suscetíveis a serem aplicados no sistema a desenvolver. São também tratados diversos algoritmos de controlo, a serem aplicados nos diferentes constituintes do hardware a projetar. Os mais relevantes são os algoritmos de controlo de corrente para serem aplicados no conversor CA-CC, algoritmos de MPPT para aplicação no conversor CC-CC de forma a extrair a máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos, bem como algoritmos para realizar a sincronização do sistema com a rede elétrica.

No Capítulo 4 são explicados os possíveis modos de operação bem como o princípio de funcionamento do sistema. Através dos resultados das simulações computacionais valida-se o funcionamento do protótipo, isto é, a validação da topologia proposta e dos algoritmos de controlo aplicados.

No Capítulo 5 é mostrado todo o desenvolvimento do hardware de potência e controlo desenvolvidos para o protótipo. Pode-se também analisar mais detalhadamente alguns aspetos fundamentais no desenvolvimento de PCBs de potência, controlo e condicionamento de sinal.

No Capítulo 6 são apresentados todos os resultados essenciais obtidos nos ensaios do protótipo de forma a provar o bom funcionamento do mesmo. Pode-se analisar os resultados obtidos em ensaios individuais aos conversores como também de todo o sistema a operar com todos os seus elementos conectados.

No Capítulo 7 são descritas as conclusões finais desta dissertação como também são apresentadas sugestões para uma possível otimização futura deste trabalho.

Capítulo 2

Tecnologias de Sistemas Solares Fotovoltaicos

2.1 Energia Solar Fotovoltaica

A base de toda a vida na Terra depende da radiação do Sol, o mesmo facto é valido para a geração de energia solar fotovoltaica. O Sol representa um gigantesco reator de fusão onde durante o processo de fusão são atingidas temperaturas que rondam os 15 milhões de graus Celcius, e é libertada uma enorme energia em forma de radiação em todas as direções. Esta energia libertada é equivalente a 3845×10^{26} W. Contudo, nem toda esta energia incide sob a Terra, chegando apenas uma pequena fração dessa energia [12]. De forma a saber qual é realmente a radiação que atinge o planeta Terra, isto é a radiação presente no exterior da atmosfera da Terra denominada por constante solar, aplica-se a equação (2.1).

$$E_s = \frac{\text{Potência Solar}}{\text{Área da Terra}} = \frac{P_{sol}}{4 \pi r_{Terra}^2} = \frac{3,845 \times 10^{26} \text{ W}}{4 \pi (1.496 \times 10^{11} \text{ m})^2} = 1367 \text{ W/m}^2 \quad (2.1)$$

Os sistemas solares fotovoltaicos funcionam de forma a permitir que os fotões, ou partículas de luz, separem os eletrões dos átomos, criando assim um fluxo elétrico. Os painéis solares, na realidade englobam múltiplos módulos solares fotovoltaicos constituídos por células fotovoltaicas. Simplificando, a tecnologia solar fotovoltaica não é mais do que a transformação da radiação emitida pelo Sol em eletricidade. Assim sendo, quando a radiação para de incidir no painel, a eletricidade também para de ser produzida. As células solares, aquando a incidência de radiação, não param a sua produção, isto é, não precisam de ser recarregadas como uma bateria depois de fornecer energia. Alguns destes sistemas já estão em operação contínua na terra ou no espaço há mais de 30 anos [13].

Contudo, a maioria das células fotovoltaicas utilizadas em aplicações domésticas, recorrem ao silício como o material semicondutor para realizar a conversão da radiação solar em eletricidade. Devido ao facto de as células absorverem apenas uma pequena parte da radiação, faz com que a radiação não absorvida e que incide na célula fotovoltaica gere calor. Este calor gerado por radiação não absorvida combinado com as perdas dos materiais, são responsáveis por uma redução no rendimento das células em mais de 50% da energia que incide na célula [14].

2.2 Tipos de Células Fotovoltaicas

A produção de células fotovoltaicas assenta essencialmente sobre a utilização de duas diferentes categorias de materiais. A categoria dominante recorre a materiais sólidos cristalizados, que representa cerca de 90% dos painéis solares instalados pelo mundo. A segunda categoria, que apesar de ainda ser pouco utilizada está em constante evolução, recorre a materiais amorfos e finos. Dentro dos materiais sólidos cristalizados encontra-se o silício monocristalino, bem como o silício policristalino. Nos materiais amorfos e finos encontra-se o telureto de cádmio (CdTe), o seleneto de cobre e índio gálio (CIGS), bem como o silício amorfo. Estes materiais previamente descritos representam os principais elementos utilizados na construção de células solares fotovoltaicas e são analisados com detalhe neste capítulo, bem como se descrevem os processos realizados para a obtenção das células fotovoltaicas.

2.2.1 Baseado em Materiais Sólidos Cristalizados

Silício Monocristalino

A célula solar de silício monocristalino deriva de um grande cristal de silício puro. A fabricação deste cristal é possível recorrendo ao método de Czochralski. Este método consiste na fusão de silício semicondutor de alta pureza, que apenas apresenta algumas impurezas quando relativizado com a quantidade total, a aproximadamente 1425° C. Durante o processo de fusão, átomos de impurezas dopantes são adicionados ao silício para realizar a dopagem do mesmo. Para semicondutores do tipo P é recorrentemente utilizado o Boro e o Fosforo para semicondutores do tipo N. Para a construção das células fotovoltaicas é normalmente utilizado o Boro.

A segunda etapa consiste em mergulhar uma semente de cristal montado numa haste, no silício previamente fundido. Posto isto, o cristal englobado na haste é cuidadosamente removido através de movimentos circulares. As variáveis deste processo, que incluem os gradientes de temperatura, a velocidade da remoção e rotação, devem ser todas controladas com muita precisão, pois só assim é possível extrair um grande lingote, composto por um só cristal, desta fusão. Este processo de fusão requer um recipiente e atmosfera inertes. Recorre-se habitualmente ao quartzo e árgon, respetivamente, para garantir estas condições.

Este processo acarreta algumas desvantagens, pois é um processo demorado e com altos custos energéticos. Existe também desperdício de algum material dispendioso, pois o lingote tem que ser cortado em camadas para se obter as células solares [15] [16].

Silício Policristalino

As células fotovoltaicas construídas com silício policristalino, também conhecido por silício multicristalino e abreviadamente por poli-Si, são feitas recorrendo à mesma teoria que as células fotovoltaicas construídas com silício monocristalino. A grande diferença reside no processo de fabrico. Estas células são fabricadas a partir de silício puro fundido em tanques quadrados. Após o processo de fusão, é necessário arrefecer o material. Este arrefecimento tem de ser bastante controlado pois irá determinar o tamanho do grão obtido bem como a distribuição das impurezas.

Os lingotes obtidos do processo são então cortados em barras com uma secção transversal de 15,6 cm por 15,6 cm e posteriormente cortados em *wafers* finos para se obter as células fotovoltaicas policristalinas. Comparando com as *wafers* de silício monocristalino, têm uma menor eficiência (que ronda os 1%), mas apresentam um custo de produção mais reduzido. Devido ao seu formato retangular, e não um semiquadrado como as células monocristalinas, é possível otimizar bastante o arranjo das células num painel solar, conseguindo assim um maior número de células por painel fotovoltaico. Estas células apresentam ainda uma cor azul, pois elas em vez de absorverem os fotões de maior energia, estes são refletidos [15] [16].

2.2.2 Baseado em Materiais Amorfos e Finos

As células fotovoltaicas de filme fino são consideradas as células fotovoltaicas da segunda geração. Neste tipo de células incluem-se as células de CdTe, células de CIGS e células de silício amorfo. A grande vantagem destas células fotovoltaicas reside no fato de ser necessário utilizar uma quantidade reduzida de material para o seu fabrico. Os processos de produção permitem a utilização de substratos rijos bem como flexíveis, o que facilita a instalação em grandes superfícies.

Estes fatores tornam este tipo de células uma solução económica. Ainda se constata que estes materiais de película fina são capazes de absorver com mais eficiência os fotões (pois possuem um coeficiente de absorção até 100 vezes maior do que as células mono/policristalinas). Consequentemente, precisam apenas de alguns micrómetros de espessura em comparação com a espessura média de 200 micrómetros necessária para as células mono/policristalinas, para que consigam absorver todos os fotões [15] [16].

Células de Película Fina de CdTe

As células de filme fino CdTe foram uma forte aposta nos últimos anos devido à sua competitividade em termos de custo, alta eficiência e processos de fabrico disponíveis. Na atualidade, este tipo de

células fotovoltaicas lideram a indústria fotovoltaica relativamente às células de filme fino. Os módulos comercializados atingem uma eficiência de aproximadamente 13%.

Devido a um mercado competitivo, foram desenvolvidas inúmeras formas de fabricar este tipo de células a um baixo custo. As principais etapas de fabricação resumem-se a cobrir uma superfície de vidro com uma película de dióxido de estanho (SnO_2) dopado com fluor. A película de SnO_2 apresenta um papel duplo, na parte inferior da película é possível otimizar o contato com a superfície de vidro sem absorver excessivamente os fotões. Na parte superior da película é possível receber os eletrões (atuando como um elétrodo). Posto isto, é aplicada uma camada de amortecimento constituída por sulfeto de cádmio. Assim, aplica-se a camada de telureto de cádmio, que será a responsável por absorver os fotões. Por fim é aplicado um elétrodo de contacto para compensar a falta de eletrões nas ligações covalentes dos quais faziam parte.

A alta eficiência combinada com a robusta estrutura e facilidade da produção aceleraram o desenvolvimento deste tipo de células. Contudo, o uso de materiais tóxicos, neste caso o cádmio, requer especial atenção quando utilizado para o fabrico destas células, bem como durante o processo de reciclagem no final da vida útil destes materiais. Para tentar descartar este elemento, vários materiais de película fina estão a ser investigados (células de filme fino CIGS e células de silício amorfo) [15] [16].

Células de Filme Fino CIGS

Este tipo de células, em comparação com outras células de película fina, são consideradas as mais promissoras. Devido à aposta continua nestas tecnologias, a eficiência destas células está a aproximar-se cada vez mais da eficiência das células policristalinas.

O seu processo de fabrico é relativamente parecido às das células de CdTe. É aplicada uma camada de molibdénio num substrato de vidro. A camada aplicada a seguir será a camada responsável por absorver os fotões. Esta camada é constituída por uma liga de di-selenido de cobre, índio e gálio ($\text{Cu}(\text{In,Ga})\text{Se}_2$). A espessura desta camada é de cerca de 2 micrómetros e é produzida recorrendo a co-evaporação sob vácuo ultra-alto com uma temperatura no substrato de aproximadamente 550° Celcius. Posterior a isto é aplicada uma camada de amortecimento de sulfeto de cádmio ou sulfeto de zinco com uma espessura de aproximadamente 50 nanómetros [15] [16].

Células de Silício Amorfo

O silício amorfo é a forma não cristalina do silício. As células fotovoltaicas de silício amorfo são fabricadas utilizando o processo de deposição de vapor, de forma a ser possível criar uma camada

fina de silício, com cerca de 1 nanometro de espessura, num material de substrato, tal como vidro ou um metal. A principal vantagem é a possibilidade de depositar silício amorfo a temperaturas muito baixas. A forma mais simples consiste em utilizar apenas uma sequência de camadas p-i-n. A camada p-i-n é utilizada para criar um campo elétrico que auxilie o fluxo das cargas. Uma desvantagem bastante relevante das películas de filme fino amorfo de silício é o seu rápido desgaste que resulta numa diminuição do seu rendimento quando expostas à luz solar. Este efeito pode ser contrariado aplicando camadas de película finas adicionais. Contudo, a absorção de luz irá reduzir, proporcionalmente com o número de camadas aplicadas, o que consequentemente afetará a eficiência das células. Uma solução viável, consiste na utilização de dispositivos orientados para o mesmo sentido, recorrendo até a vários destes dispositivos que contêm células do tipo p-i-n sobrepostas umas às outras. Eles são separados por túneis de junções finas. Cada camada de célula p-i-n contém átomos adicionais específicos, para auxiliarem as células no ajuste do *gap* da luz solar a absorver [15] [16].

2.2.3 Comparação das Várias Células Fotovoltaicas

A Tabela 2.1, representa a comparação entre as duas principais tecnologias descritas previamente. É possível observar as diferenças entre as duas a nível de eficiência vantagens e desvantagens de cada tipo de tecnologia empregue [17].

Tabela 2.1. Comparação das várias tecnologias empregues no desenvolvimento de células fotovoltaicas.

| Tecnologia da célula | Eficiência média | Vantagens | Desvantagens |
|---|------------------|--|--|
| Monocristalina | 15-24% | Alta eficiência de conversão; tecnologia com mais tempo de desenvolvimento; alta fiabilidade. | Elevado custo de produção; requiere grandes quantidades de silício; implica um complexo processo de produção. |
| Policristalina | 14-20,4% | Possibilidade de ser fabricado em substratos de baixo custo; custo de produção mais reduzido do que as monocristalinas. | Elevado custo de produção e elevado uso de silício; implica um complexo processo de produção. |
| Silício amorfo | 8-13,2% | Baixo custo de produção; fácil de produzir em massa; boa resposta em condições de baixa incidência; baixa condutividade de corrente negra. | Baixo rácio de conversão e baixa estabilidade; sofre com o efeito " <i>light-induced recession</i> " que altera as propriedades dos materiais. |
| Telureto de cádmio (CdTe) | 28% | Opera na banda ideal; alta absorção de radiação; alto rácio de conversão; desempenho estável; baixo custo de produção. | Sujeito às reservas limitadas de telureto; elevado custo de produção; contém cádmio que é um elemento tóxico. |
| Di-selenido de cobre-índio-gálio (CIGS) | 20% | Baixo custo de produção; bom desempenho em condições de baixa incidência; banda ótica ajustável; capacidade de refletir radiação. | Requiere materiais raros e apresenta uma dificuldade em controlar os quatro elementos para o efeito desejado. |

2.3 Modelo Elétrico de uma Célula Fotovoltaica

De forma a ser possível obter uma ótima projeção e funcionamento dos painéis solares fotovoltaicos é necessário prever o comportamento destes sistemas quando sujeitos a variações das condições ambientais. Este facto torna-se cada vez mais relevante devido à natureza não linear das tecnologias emergentes, nomeadamente o material semicondutor, bem como do estado das variações climáticas na atualidade. O modelo elétrico base de uma célula solar, como se verifica na Figura 2.1, recorre a uma fonte de corrente e um diodo semicondutor [18] [19].

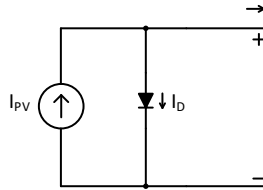


Figura 2.1. Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica.

Não sendo possível desprezar as resistências parasitas, redesenha-se o modelo elétrico da célula, ilustrado na Figura 2.2, de forma a incluir uma resistência em série, R_s , bem como uma resistência em paralelo, R_{sh} . Estas duas resistências, dependendo do seu valor, influenciam diretamente a potência máxima passível de ser extraída das células fotovoltaicas.

Quanto maior for a resistência R_s , menor será a corrente que por ela flui e, consequentemente, menor será a potência de saída. Quanto mais baixa for a resistência R_{sh} , mais corrente fluirá por ela o que também levará a uma perda de potência na saída. A resistência R_s é, normalmente, influenciada pela própria resistência dos materiais, contactos metálicos e ainda pelas ligações elétricas. A resistência R_{sh} é afetada pela junções p-n não ideais e pelas impurezas englobadas nas junções.

Idealmente ter-se-ia um valor de zero ohms na resistência R_s e um valor de resistência infinito na resistência R_{sh} , possibilitando assim a extração da potência máxima da célula fotovoltaica [20].

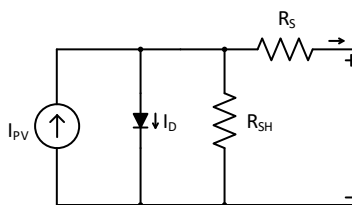
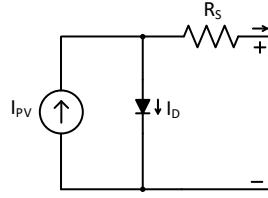


Figura 2.2. Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica considerando as resistências parasitas.

Tendo em conta que R_{sh} toma valores relativamente elevados, o que resulta num baixo impacto na corrente de saída da célula, é removida do circuito equivalente, como ilustra a Figura 2.3, de forma a facilitar os cálculos.


 Figura 2.3. Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica desprezando R_{sh} .

No modelo apresentado na Figura 2.2, a fonte de corrente I_{pv} representa a corrente gerada pela célula solar fotovoltaica quando a radiação solar incide na mesma. Recorrendo às leis de *Kirchhoff*, tensão nas malhas e lei das correntes nos nós é possível obter as equações (2.2) e (2.3)

$$V_{OUT} = V_D - V_{RS} \quad (2.2)$$

$$I_{OUT} = I_{pv} - I_D - I_{SH} \quad (2.3)$$

Com base na primeira lei de *Kirchhoff*, sabe-se que a corrente de saída da célula solar fotovoltaica é obtida através da diferença da corrente I_{pv} com a corrente inversa de saturação do diodo I_D . Analisa-se então a equação da corrente do diodo, que resulta na equação (2.4):

$$I_D = I_0 \cdot \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_{TH}}} - 1 \right) \quad (2.4)$$

A corrente máxima de saturação do diodo para um valor definido de temperatura representa-se por I_0 , η representa o fator de idealidade do diodo e V_{TH} define a tensão térmica. O valor de V_{TH} é calculado através da equação (2.5).

$$V_{TH} = \frac{K_b T}{q} \quad (2.5)$$

A constante de *Boltzmann* é representada por K_b e toma o valor de $1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$. A temperatura, em Kelvin, de funcionamento da célula solar fotovoltaica é dada por T . A carga de um elétron, que tem o valor de $1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$, é dada por q . Através da seguinte equação (2.6), obtém-se a corrente na resistência R_{SH} .

$$I_{SH} = \frac{V_D}{R_{SH}} = \frac{V_{OUT} + V_{RS}}{R_{SH}} \quad (2.6)$$

Substituindo na equação inicial de I_{OUT} as parcelas equivalentes previamente deduzidas, chega-se à equação característica da corrente de saída da célula solar fotovoltaica, representada pela equação (2.7):

$$I_{OUT} = I_{PV} - I_0 \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_{TH}}} - 1 \right) - \frac{V_{OUT} + V_{RS}}{R_{SH}} \quad (2.7)$$

Considerando apenas os valores mais elevados para R_{SH} , como já referido, a última parcela da equação apresentará sempre um valor bastante reduzido (próximo de zero), desta forma pode ser desprezada dos cálculos relativo à corrente de saída da célula solar fotovoltaica [20] [21].

2.4 Modelo Solar Fotovoltaico

Como referido anteriormente, a performance das instalações solares fotovoltaicas está diretamente relacionada com a temperatura ambiente, a incidência da radiação solar e a própria configuração da instalação. Em momentos de sombra parcial, as características dos painéis solares tornam-se mais complexas de analisar e compensar devido à oscilação repentina das mesmas.

Para além destes factos, a configuração da instalação solar fotovoltaica, isto é, a quantidade de painéis solares conectados em serie e em paralelo, afetam significativamente a máxima potência disponível aquando expostos a sombra parcialmente.[22]. Torna-se assim essencial compreender e analisar os parâmetros dos módulos solares que mais variações sofrem quando influenciados pela oscilação destes fatores externos.

Ponto de Potência Máxima

O ponto de potência máximo, conhecido por *Maximum Power Point* (M_{PP}), é a zona ótima de operação, isto é, é o ponto da curva característica Corrente-Tensão do módulo solar, representado na Figura 2.4 por P_{max} , onde o produto destas duas variáveis é mais elevado.

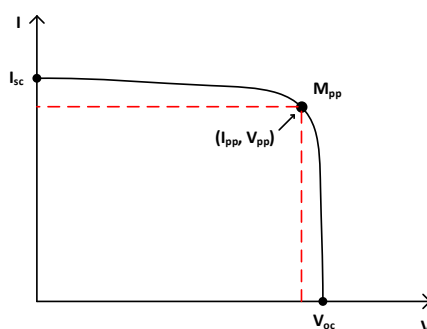


Figura 2.4. Curva I - V característica.

Tensão Nominal

A tensão nominal, também referida como *Maximum Power Point Voltage* (V_{PP}), é o valor de tensão que o módulo solar fornece quando o mesmo atinge o valor de MPP . Tal valor está ilustrado na curva característica, na Figura 2.4

Corrente Nominal

A corrente nominal, também referida como *Maximum Power Point Current* (I_{MPP}), é o valor de corrente que o módulo solar fornece quando o mesmo atinge o valor de MPP.

Tensão de Circuito Aberto

A tensão de circuito aberto, conhecida por *Open-Circuit Voltage* (V_{oc}), é a tensão que atravessa o módulo solar quando os terminais do mesmo são deixados em aberto, isto é, no momento em que conecta aos terminais do módulo uma resistência com um valor infinito, a corrente que o atravessa é nula.

Corrente de Curto Circuito

A corrente de curto circuito, conhecida por *Short-Circuit Current* (I_{sc}), representa o valor máximo de corrente produzida pelo módulo solar quando os terminais do mesmo estão curto-circuitados, ou seja, quando a tensão que o atravessa é nula. Usualmente, na modulação dos módulos solares é considerada a I_{sc} como a corrente nominal do mesmo [23]. Posto isto, parte-se para a análise da influência dos fatores externos nos módulos solares.

Temperatura

As oscilações da temperatura estão conectadas ao fator de idealidade dos módulos solares, isto é, o fator de idealidade varia linearmente com a temperatura. O parâmetro afetado pelas oscilações da temperatura a que as células fotovoltaicas operam é o V_{oc} . Assim, quando a temperatura nas células aumenta, o V_{oc} diminui. Esta diminuição provoca consequentemente uma queda na potência máxima passível de ser extraída do módulo fotovoltaico. Em [24], observa-se a curva característica I - V traçada para as temperaturas entre -10°C e 70°C , bem como se observa o efeito que tais temperaturas de operação provocam na potência produzida.

É possível verificar que a tensão de circuito aberto tem uma queda mais elevada quanto mais elevada a temperatura e que a corrente de curto-circuito não apresenta variações significativas.

Radiação Solar

Como referido previamente, denota-se que grande parte da radiação emitida pelo Sol, não é passível de ser absorvida pelos módulos fotovoltaicos. Este facto, acarreta a desvantagem de não só, não aproveitar toda a gama da radiação, bem como, provocar o aquecimento do módulo fotovoltaico o que consequentemente reduz a eficiência do mesmo. Em [24] observa-se ainda o efeito da variação da

radiação solar na curva $I-V$ bem como a diminuição da potência máxima disponibilizada pelo módulo à medida que a radiação diminui. Conclui-se que a radiação solar incidente e os módulos fotovoltaicos estão diretamente relacionados, pois quando menor a radiação solar menor será a corrente gerada pelo módulo e, consequentemente, menor a potência disponibilizada [23] [24].

Efeito Sombra

O efeito sombra ocorre quando um painel solar fotovoltaico recebe níveis diferentes de radiação solar nos seus módulos, isto é, as células fotovoltaicas de um módulo estão a receber níveis de radiação diferentes. Este efeito pode ser provocado por uma vasta variedade de possíveis obstáculos, nomeadamente nuvens, árvores, construções e até sujidade nas próprias células. Acontece que nestas condições de operação, as células fotovoltaicas que estão a receber um baixo, ou até nulo, nível de radiação e limitam a corrente que é produzida pelos mesmo, resultado assim numa produção de diferentes valores de corrente nos módulos fotovoltaicos. Recorre-se assim a diodos para realizar o *bypass* ao módulo fotovoltaico sob o efeito de sombra de forma a reduzir o impacto do mesmo no painel fotovoltaico [25]. Quando ocorre a incidência de sombra num módulo solar, a zona reversa de operação da célula fotovoltaica tem que ser levada em conta [26] [27]. Em [26], realizam-se ensaios onde se analisa o impacto que um módulo fotovoltaico sob efeito sombra tem no painel de módulos fotovoltaicos. São considerados diodos conectados em paralelo com os módulos fotovoltaicos, bem como se apresenta a comparação das potências geradas por um painel que possui diodos conectados em paralelo com um painel que não possui diodos conectados.

2.5 Sistemas Solares Fotovoltaicos: Tecnologias Emergentes

As células solares fotovoltaicas fabricadas a partir de Perovskita são consideradas o caminho para a próxima geração das células fotovoltaicas. Têm chamado a atenção da comunidade científica pois evoluíram rapidamente apresentando agora valores bastante satisfatórios em termos de eficiência, para além de ser possível fabricar estas células recorrendo a técnicas de impressão. São maioritariamente fabricadas em substratos de vidro ou politereftalato de etileno com um elétrodo de óxido de índio-estanho. O papel é um substrato leve, flexível, abundante, de baixo custo e reciclável. É produzido recorrendo a materiais celulósicos, como é o caso das plantas, o que significa que também pode ser queimado e destruído. O baixo custo de produção, flexibilidade e disponibilidade levaram a um rápido crescimento de tecnologias baseadas em papel, bem como, à investigação de transístores orgânicos e outras aplicações [28]. Em [29] é ilustrada a rápida evolução das células de perovskita,

em termos de eficiência ao longo do tempo, comparativamente às tecnologias mais recorrentes do mercado.

Verifica-se que num curto espaço de tempo, relativamente ao tempo associado à evolução de cada tecnologia, as células de perovskita evoluíram rápido o suficiente para competir com as células fotovoltaica já assentes no mercado. Apesar de ainda não serem utilizadas em aplicações domésticas e industriais, já apresentam características promissoras que aliadas ao baixo custo de produção, devido à possibilidade de serem impressas, leva a um forte investimento no desenvolvimento das mesmas de forma a dar resposta à demanda da redução do preço dos módulos solares fotovoltaicos [29].

2.6 Conclusão

Neste capítulo é realizado o estudo sobre o funcionamento das células fotovoltaicas, com foco na compreensão do comportamento destas sob a influência de fatores externos. Para este efeito analisa-se o modelo elétrico da célula fotovoltaica, bem como o impacto da variação dos elementos parasitas nestas. Dada a diversidade de tecnologias empregues no mercado dos módulos fotovoltaicos, surge a necessidade de analisar as tecnologias mais comumente empregues, de forma a entender as diferenças de desempenho bem como o rácio entre o seu custo e desempenho.

Posto isto, analisa-se os parâmetros característicos dos módulos solares fotovoltaicos. Esta análise torna-se essencial no âmbito da projeção de sistemas com vários módulos integrados. Tendo em conta a sensibilidade dos módulos fotovoltaicos a variações de fatores externos, tal como a incidência da radiação solar e a temperatura ambiente, é analisado o impacto que estes têm na sua operação. Realiza-se ainda uma revisão sobre o impacto do efeito sombra na operação dos módulos bem como uma possível solução para este efeito. Como conclusão, apresenta-se uma nova tecnologia em ascensão na comunidade científica, devido aos seus resultados promissores comparativamente às tecnologias já existentes.

Capítulo 3

Eletrónica de Potência para Sistemas Solares Fotovoltaicos

3.1 Introdução

Neste capítulo é realizado o levantamento do estado da arte das topologias, algoritmos MPPT, técnicas de controlo de corrente para conversores de potência, técnicas de modulação para conversores VSI, bem como, teorias de potência a serem empregues no sistema. Esta análise das topologias permite dimensionar um sistema o mais compacto e eficiente possível, relativamente ao fluxo de energia entre os módulos solares fotovoltaicos, baterias e a rede elétrica. Considerando o objetivo de desenvolver um sistema o mais compacto possível, os conversores CC-CC isolados não se apresentam como uma solução viável. Estes conversores recorrem a transformadores para garantirem isolamento galvânico e passagens de níveis de tensão mais elevados, comparativamente aos conversores não isolados que ficam limitados pelos elementos passivos do circuito, o que conseqüentemente acarreta uma redução drástica à densidade de potência do sistema. O estudo dos algoritmos de MPPT torna-se essencial de modo a ser possível extrair a máxima potência dos modelos fotovoltaicos. Posteriormente, analisam-se as diferentes técnicas de controlo de corrente e técnicas de modulação Pulse Width Modulation (PWM) de forma a obter um correto funcionamento por parte do inversor.

3.2 Conversores CC-CC não Isolados

Os conversores CC-CC são utilizados para se conseguir variar o valor da tensão contínua de um nível para outro nível, superior ou inferior, sendo assim possível ajustar o valor da tensão para o valor que uma carga necessita de receber. Este tipo de conversor é vastamente utilizado em aplicações onde o nível de tensão de saída não é muito superior ou inferior ao nível de tensão de entrada. Revelam-se vantajosos para integrarem aplicações de energias renováveis, pois dimensionando um barramento CC para tensões próximas das tensões nominais dos sistemas de energias renováveis, permitem um aumento da densidade de potência bem como uma redução de custos de implementação, pois estes não recorrem a um transformador. Denomina-se por conversor CC-CC *buck* quando o conversor converte o valor de entrada de tensão para um valor mais baixo de tensão. O conversor CC-CC *boost*

é o responsável por alterar o nível da tensão de entrada para um nível de tensão mais elevado. É o conversor CC-CC *buck-boost* que permite baixar ou subir a tensão dependendo da posição em que é aplicada a fonte de alimentação [30].

3.2.1 Conversor *Boost* (Step-Up)

É um conversor comumente utilizado em sistemas de travagem regenerativa, fontes de alimentação comutadas, bem como em aplicações mais simples devido à sua simplicidade de implementação [31]. Como ilustrado na Figura 3.1, o conversor *boost* é constituído por um diodo D , um semicondutor de potência S , um condensador C e uma bobina L . O condensador C é utilizado de forma a reduzir o valor de *ripple* da tensão presente no andar de entrada. Devido ao facto de possuir apenas um semicondutor, este só consegue operar em dois distintos modos. Quando o semicondutor está fechado e em condução, a bobina é energizada pois recebe energia da fonte de alimentação. Quando o semicondutor está aberto, o diodo conduz e a saída recebe energia da bobina elevando a tensão na carga [31].

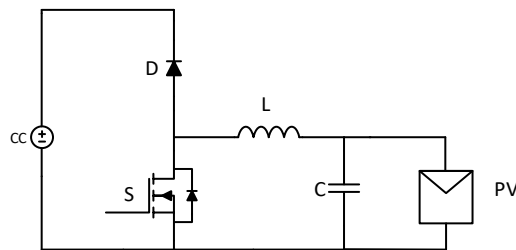


Figura 3.1. Esquema elétrico do conversor CC-CC *boost*

Na Figura 3.2 apresenta-se o circuito equivalente aquando o semicondutor S está fechado e em condução. Neste instante o diodo encontra-se inversamente polarizado, o que provoca um isolamento entre o andar de entrada e saída. Como referido, a bobina fica energizada através da fonte de alimentação, que se encontra em série com a bobina.

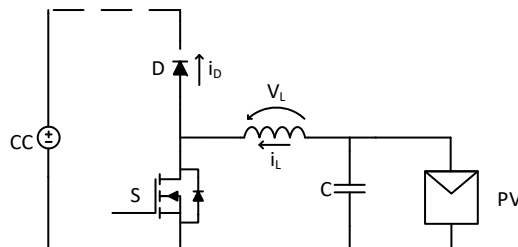


Figura 3.2. Esquema elétrico do conversor CC-CC *boost* com o semicondutor fechado.

A Figura 3.3 ilustra o circuito equivalente quando o semicondutor S está em aberto, ou seja, sem conduzir. Este estado força a condução pelo diodo, sendo a carga presente no andar saída alimentada pela energia proveniente da bobina.

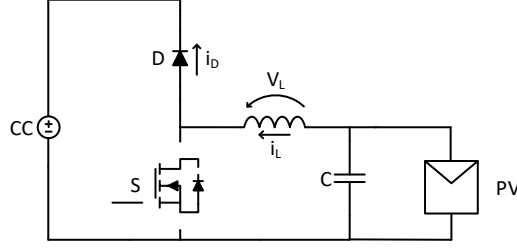


Figura 3.3. Esquema elétrico do conversor CC-CC com o semicondutor aberto.

A variável CC representa a tensão de saída V_{out} , V_L a tensão na bobina, i_L a corrente na bobina, i_D a corrente no diodo e PV a tensão de entrada V_{in} .

Para esta dissertação apenas é considerado o funcionamento do conversor em modo de condução de contínua. O modo de condução contínua verifica-se quando a corrente que circula na bobina é contínua, isto é, nunca atinge o valor de zero, $i_L > 0$. A Figura 3.4 ilustra as formas de onda da tensão e corrente presentes bobina quando o conversor está a operar em modo de contínuo [32] [33].

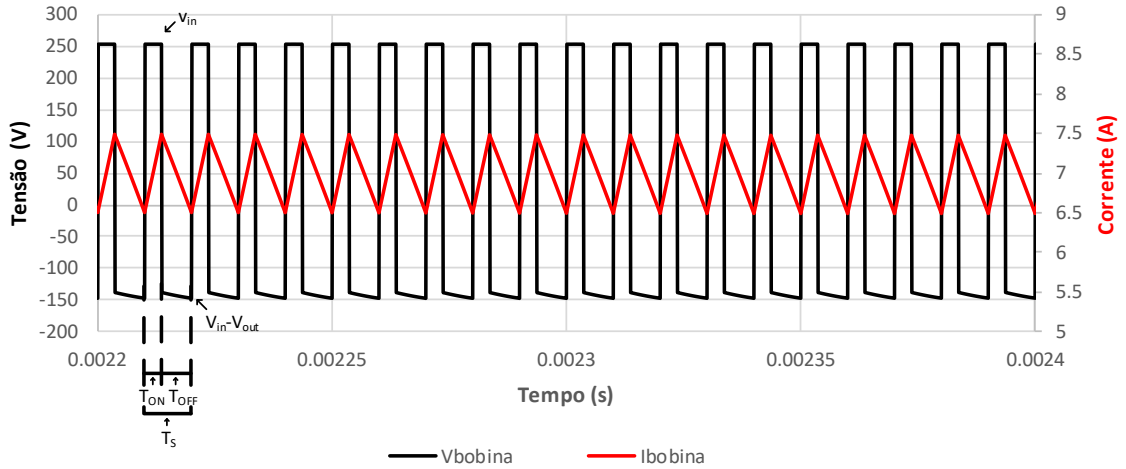


Figura 3.4. Tensão e corrente na bobina do conversor CC-CC em modo *boost*.

Considerando a Figura 3.4 e as variáveis anteriormente descritas, considera-se a equação (3.1).

$$V_{in}T_{ON} + (V_{in} - V_{out})T_{OFF} = 0 \quad (3.1)$$

Reorganizando a equação (3.1) e dividindo os fatores da equação pelo período de comutação, chega-se à equação (3.2).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{T_s}{T_{OFF}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.2)$$

D é a variável que representa o *duty-cycle*. Desprezando as perdas do circuito, tem-se uma potência de entrada igual à potência de saída. O mesmo pode ser representado pela equação (3.3):

$$P_{IN} = P_{OUT} \quad (3.3)$$

A equação (3.3) pode ser também representada pela equação (3.4)

$$V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out} \quad (3.4)$$

Tendo em conta a equação (3.2) e (3.4) deduz-se a equação (3.5):

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = (1 - D) \quad (3.5)$$

Apresentam-se assim as equações utilizadas para o dimensionamento do conversor CC-CC *boost* empregue nesta dissertação [34].

3.2.2 Conversor *Buck-Boost (half-bridge)*

O conversor CC-CC *Buck-Boost (half-bridge)* é amplamente utilizado em diversas aplicações devido ao facto de poder operar tanto em modo *step-up* como em modo *step-down*. Analisando a Figura 3.5 conclui-se que é possível operar em modo *step-down* caso a fonte de alimentação esteja conectada ao barramento de tensão V_{dc1} e a carga conectada ao barramento de tensão V_{dc2} . Verifica-se também que é possível operar em modo *step-up* caso a fonte de alimentação esteja conectada ao barramento de tensão V_{dc2} e a carga conectada ao barramento de tensão V_{dc1} .

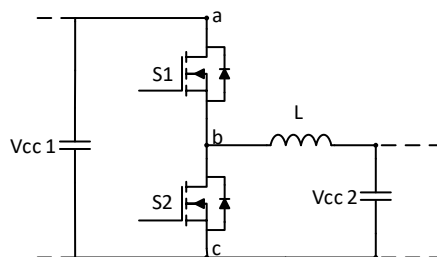


Figura 3.5. Esquema do conversor CC-CC *half-bridge*.

De forma a operar em modo *buck* recorre-se ao semicondutor S1 e ao diodo em antiparalelo do semicondutor S2. Em contrapartida, para operar em modo *boost* recorre-se ao semicondutor S2 e ao diodo em antiparalelo do semicondutor S1. No modo de operação *buck* o semicondutor S2 está sempre no estado *off* e enquanto que o semicondutor S1 está no estado *off* a tensão presente nos seus terminais equivale a $+v_{cc1}$ e quando este está no estado *on* a tensão presente nos seus terminais é zero. No modo de operação *boost* o semicondutor S1 está sempre no estado *off* e enquanto que o semicondutor S2 está no estado *off* a tensão presente nos seus terminais equivale a $+v_{cc1}$ e quando este está no estado *on* a tensão presente nos seus terminais é zero. Na Tabela 3.1 analisa-se as

tensões produzidas de acordo com o modo de operação e estado de comutação dos semicondutores [35].

Tabela 3.1. Modos de operação do conversor CC-CC *half-bridge*.

| Modo de operação | Estado | | Tensão | |
|------------------|--------|----|--------|-------|
| | S1 | S2 | Vab | Vbc |
| Boost | 0 | 0 | 0 | +Vcc1 |
| | 0 | 1 | +Vcc1 | 0 |
| Buck | 0 | 0 | +Vcc1 | 0 |
| | 1 | 0 | 0 | +Vcc1 |

3.3 Conversores CA-CC (PFC)

Relativamente à qualidade da energia elétrica, os principais fatores a ter em consideração são a corrente de entrada sinusoidal e o fator de potência unitário. O conversor power factor correction (PFC) é o conversor que verifica estes requisitos. Isto significa que a corrente do lado da rede elétrica é sinusoidal e que o fator de potência é unitário. Um exemplo e a solução mais adequada ao problema proposto é o conversor PFC do tipo *full-bridge* [35]

Um conversor PFC convencional (baseado no conversor *Boost*) resulta da junção de um conversor CA-CC ponte completa a diodos e um conversor CC-CC *boost*. Permite apenas dois distintos níveis de tensão, $+V_{dc}$ e 0 durante todo o ciclo da rede elétrica. A junção destes dois conversores permite obter à saída da ponte de diodos, os valores de zero e a tensão máxima da rede retificada, que fará com que a corrente do lado da rede seja sinusoidal e em fase com a tensão de entrada. Esta topologia apresenta as desvantagens de elevadas perdas em condução e comutação nos semicondutores de potência [35]

Os conversores CA-CC são uns dos mais importantes conversores de potência na área de eletrônica de potência, pois existe uma enorme variedade de aplicações baseadas nesta conversão. O conversor pode funcionar como um retificador ao converter a corrente alternada para corrente contínua, assim como um inversor ao converter a corrente alternada para corrente contínua [36].

Os conversores CA-CC, também denominados de *front-end converters*, permitem converter corrente alternada em contínua (no modo retificador) ou vice-versa (no modo inversor). Existem topologias tanto monofásicas como trifásicas, podendo ser isoladas ou não. Sendo topologias isoladas, regra geral são usadas para permitir transformações de tensões mais elevadas pois estão galvanicamente isolados. As mesmas topologias, consoante o tipo de componentes usados, podem ser totalmente controladas, semi-controladas ou não controladas [35].

De acordo com a composição do barramento CC, estes conversores podem ser classificados em inversores fonte de tensão (*Voltage Source Inverters* – VSI) ou em inversores fonte de corrente (*Current Source Inverters* – CSI). A diferença entre estes fundamenta-se no método de como armazenam energia. O CSI utiliza bobinas no barramento CC para armazenar a energia e regular o ripple da corrente. O VSI recorre a condensadores no barramento CC para armazenar energia e atenuar a tensão do barramento para o inversor [37].

Os inversores VSI sintetizam uma corrente a partir dos pulsos de tensão produzidos pelo conversor, comportando-se como uma fonte de tensão alternada. No caso dos inversores CSI, devido à bobina presente no barramento, é possível manter constantemente uma corrente no mesmo como também ajustar o seu valor, comportando-se como uma fonte de corrente alternada. Neste tipo de conversores os semicondutores de potência mais comumente empregues são os IGBTs e os MOSFETs, pois os IGBTs aguentam uma potência mais elevada, no entanto os MOSFETs permitem uma frequência de comutação mais elevada [35] [37].

Considerando o desenvolvimento tecnológico, organizações como o IEEE tiveram a necessidade de criar regulamentos e normas, de forma a que o conteúdo harmónico e outros problemas sejam mantidos dentro de certos parâmetros de operação para o correto funcionamento dos equipamentos. Uma das grandes desvantagens de certos conversores CA-CC, é o facto de degradarem a rede com harmónicos de corrente e diminuírem o fator de potencia total. A adaptação a esta situação passa pelo uso de conversores PFC, permitindo assim melhores valores de THD de corrente e de fatores de potencia [31] [35].

3.3.1 Conversor CA-CC *Half-Bridge*

Apesar de mais passível de ser empregue em aplicações de baixa potência e de apresentar algumas desvantagens quando comparado com o conversor *full-bridge*, este conversor pode também ser utilizado para realizar as interfaces entre os sistemas a utilizar nesta dissertação. Utiliza apenas dois semicondutores, o que implica menos circuitos de *drivers* e uma maior simplicidade de implementação [35] [36].

Esta topologia requiere a utilização de dois condensadores de alta capacidade, devido ao facto de a operação deste inversor gerar harmónicos de corrente de baixa ordem, ou bancos de condensadores configurados em paralelo, de forma a oferecer um ponto de neutro. Este ponto neutro é necessário para garantir uma tensão aos terminais dos condensadores de $\frac{V_i}{2}$. Independentemente da comutação

dos semicondutores, a corrente de saída é igualmente dividida pelos dois condensadores. Figura 3.6 ilustra o esquema elétrico do conversor.

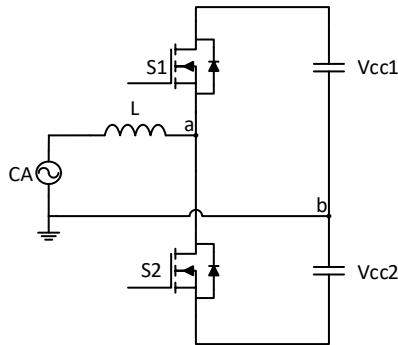


Figura 3.6. Esquema elétrico do conversor CA-CC *half-bridge*.

Denota-se que os dois semicondutores presentes nunca podem comutar ao mesmo tempo, pois cria-se um curto-circuito no barramento CC que resulta na destruição dos componentes. De forma a evitar este fenómeno, recorre-se à utilização de “tempo mortos”, mais conhecido na literatura por *Dead-Times*, que possibilita desligar um semicondutor antes que o outro semicondutor comece a conduzir. A Tabela 3.2 representa os estados de operação deste conversor bem como a tensão resultante à saída do conversor [31] [37].

Tabela 3.2. Modos de operação do conversor CA-CC *half-bridge*.

| Estado | S1 | S2 | Vab |
|--------|-----|-----|----------------------|
| 1 | ON | OFF | $\frac{V_{cc1}}{2}$ |
| 2 | OFF | ON | $-\frac{V_{cc2}}{2}$ |
| 3 | OFF | OFF | 0 |

3.3.2 Conversor CA-CC *full-bridge*

Considerando o tema desta dissertação, o conversor *full-bridge* será o conversor mais adequado para realizar a interface entre a rede elétrica, os painéis fotovoltaicos e as baterias do veículo elétrico devido ao baixo conteúdo harmónico que injeta na rede elétrica. Ele é composto por dois braços de semicondutores, onde um braço está conectado à fase da rede elétrica e o outro braço ao neutro da rede elétrica. Esta topologia inversora é semelhante à do inversor de meia ponte. Contudo é adicionado um segundo braço, tornando-se basicamente a junção de dois inversores de meia-ponte. Tal como no conversor anterior, os semicondutores do mesmo braço não podem comutar simultaneamente, pois cria-se um curto-circuito no barramento CC.

A tensão presente no barramento CC equivale à tensão máxima aplicável em cada um dos semicondutores, isto é, aos terminais coletor/ *drain* e emissor/ *source* [35] [36].

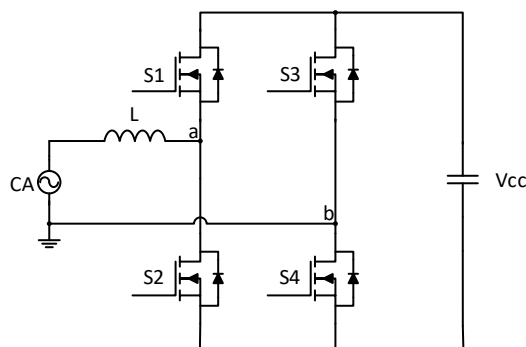


Figura 3.7. Esquema elétrico do conversor CA-CC *full-bridge*.

Este conversor permite a operação em modo bidirecional e quando utilizada uma técnica de controlo adequada, ele pode produzir três diferentes níveis de tensão: +vdc, 0 e -vdc. A Tabela 3.3 representa os 4 possíveis estados de operação deste conversor bem como a tensão produzida pelo mesmo.

Tabela 3.3. Modos de operação do conversor CA-CC *full-bridge*.

| Estado | S1 | S2 | S3 | S4 | Vab |
|--------|-----|-----|-----|-----|------------------|
| 1 | ON | OFF | OFF | ON | V _{cc} |
| 2 | ON | OFF | ON | OFF | 0 |
| 3 | OFF | ON | ON | OFF | -V _{cc} |
| 4 | OFF | ON | OFF | ON | 0 |

3.3.3 Conversores Multinível

O interesse nas topologias multinível têm recebido cada vez mais atenção da comunidade científica, devido ao facto de serem aplicáveis em diversas aplicações na área da eletrónica de potência, nomeadamente em sistemas de alta tensão e para se atingir altos rácios de potência. Estas topologias são bastante viáveis para sistemas de média tensão (2-13 kV). Nestes sistemas englobam-se os sistemas de acionamento de motores, distribuição de energia bem como em sistema que visam o condicionamento e a qualidade da energia elétrica. Comparados com as topologias convencionais que produzem apenas dois níveis de tensão, as topologias multinível apresentam a vantagem de conseguirem operar em valores de tensão mais elevados, redução dos harmónicos de entrada e saída do conversor, menores perdas nas comutações e um menor valor de tensão ao longo do tempo, dv/dt , nos semicondutores. Contudo estes conversores apresentam desvantagens, nomeadamente elevados custos de implementação, dificuldades em equilibrar as tensões bem como equilibrar as correntes. Estas desvantagens são contrapostas recorrendo a algoritmos de controlo de elevada complexidade.

As topologias mais analisadas na literatura são o inversor multinível *cascaded h-bridge*, inversor multinível *diode clamped* e o inversor multinível *flying capacitor* [38].

Cascaded H-Bridge

No âmbito dos inversores multiníveis, a topologia das pontes-H em cascata apresenta-se como uma topologia de acessível implementação. Para a obtenção de uma alta qualidade de energia, o que significa um baixo *ripple* na tensão de saída bem como na forma de onda da corrente, é requerido uma alta frequência de comutação recorrendo a técnicas de modulação por largura de impulso.

Nesta topologia são conectadas duas ou mais pontes-H em série, onde cada uma das pontes-H necessita da sua própria fonte CC, que pode ser proveniente de qualquer fonte de energia renováveis, células de combustíveis bem como de baterias. Cada ponte conectada em série, é denominada por célula, representada pela letra N. Os condensadores do barramento CC de cada uma destas células são ajustados para uma tensão de referência de V_{cc}/N . Esta topologia está representada na Figura 3.8.

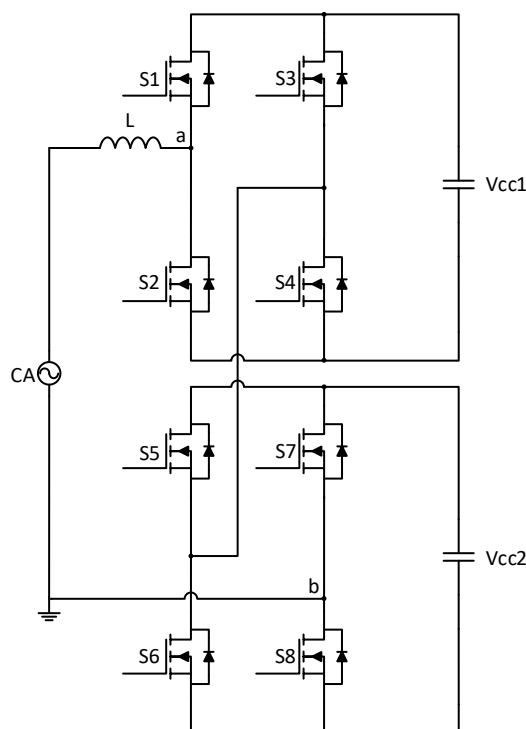


Figura 3.8. Esquema elétrico do conversor CA-CC CHB.

De forma a configurar um conversor *CHB* de 5 níveis, recorre-se à ligação em cascata de dois conversores *full-bridge*. Generalizando, para cada N células, tem-se um número de níveis na tensão de saída calculável através de $m = (2 * N) + 1$, onde m representa o número de níveis de tensão presentes na saída do inversor e onde a tensão de saída do mesmo é dada pela soma da tensão de

cada célula. Conta ainda com 4^N semicondutores para perfazer todas as combinações de comutações desejadas [39]. A Tabela 3.4 representa os estados de operação do inversor.

Tabela 3.4. Modos de operação do conversor CA-CC *CHB*.

| Comutação da Ponte Superior | | | | Comutação da Ponte Inferior | | | | Tensão de Saída |
|-----------------------------|----|----|----|-----------------------------|----|----|----|-----------------|
| S1 | S2 | S3 | S4 | S5 | S6 | S7 | S8 | Vab |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | +2Vcc |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | +Vcc |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | -Vcc |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | -2Vcc |

Analisando a Tabela 3.4 verifica-se a existência de estados redundantes para alguns dos níveis de tensão de saída do inversor. Estes estados redundantes representam estados adicionais que são favoráveis para o controlo desta topologia, pois reduz as transições de comutação entre os vários níveis, resultando assim numa melhor eficiência [40].

Inversor Multinível *Diode Clamped*

Esta topologia, também revista na literatura por *Neutral-Point Clamped*, é uma das topologias multinível mais utilizada. Um inversor *NPC* de três níveis é composto por quatro semicondutores e os seus respetivos díodos em antiparalelo, dois condensadores no barramento CC com um ponto médio e ainda dois díodos de *clamping*, que são comumente utilizados para proteger os dispositivos eletrónicos bem como para limitar a tensão de entrada ou saída para uma dada variação de valores.

Cada semiconductor é então capaz de suportar uma tensão equivalente a $V_{dc}/2$ [41]. Apresenta vantagens como uma baixa distorção harmónica na tensão de saída, baixas perdas nas comutações

e elevada eficiência. Contudo não apresenta uma perda equilibrada nos semicondutores, o que leva a aquecimentos desiguais nos mesmos e consequentemente a conduções desequilibradas.

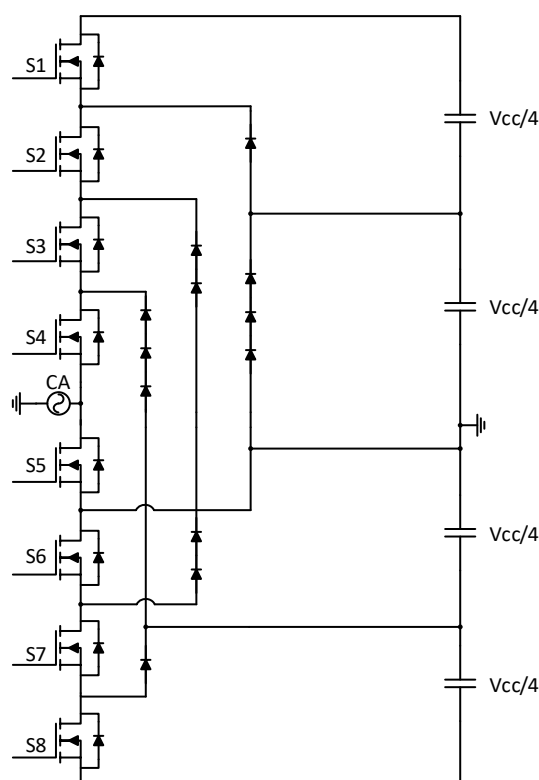


Figura 3.9. Esquema elétrico do conversor CA-CC NPC de 5 níveis.

Uniformizando, esta topologia para m níveis requer $m-1$ condensadores com ponto médio entre eles no seu barramento CC bem como $2*(m-1)$ semicondutores de potência.

Porém com o aumento dos níveis de tensão, a qualidade da onda de saída será maior mas requer mais diodos de *clamping*, o que eleva a complexidade e custo da topologia [42] A Figura 3.9 representa o esquema elétrico desta topologia que é capaz de gerar 5 níveis na sua saída.

Tabela 3.5. Modos de Operação do Conversor CA-CC NPC de 5 níveis.

| Estados de Comutação | | | | | | | | Tensão de Saída |
|----------------------|----|----|----|----|----|----|----|-----------------|
| S1 | S2 | S3 | S4 | S5 | S6 | S7 | S8 | V_{inv} |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | $+V_{cc}/2$ |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | $+V_{cc}/4$ |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | $-V_{cc}/4$ |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | $-V_{cc}/2$ |

Dependendo da combinação dos estados de comutação dos semicondutores, este inversor é capaz de gerar cinco diferentes níveis de tensão da sua saída, a Tabela 3.5 representa as diferentes combinações das comutações, bem como a tensão produzida à saída do conversor.

Depende dos estados em operação o conversor *NPC* pode apresentar à saída dos seus terminais, uma tensão equivalente a $+V_{cc}/2$, $+V_{cc}/4$, 0 , $-V_{cc}/4$ e $-V_{cc}/2$.

Flying Capacitor

Esta topologia assemelha-se bastante com a topologia multinível *NPC*, mas ao invés de recorrer a diodos de *clamping*, recorre-se a condensadores de forma a possibilitar o mesmo efeito de bloqueio que o conversor anteriormente descrito.

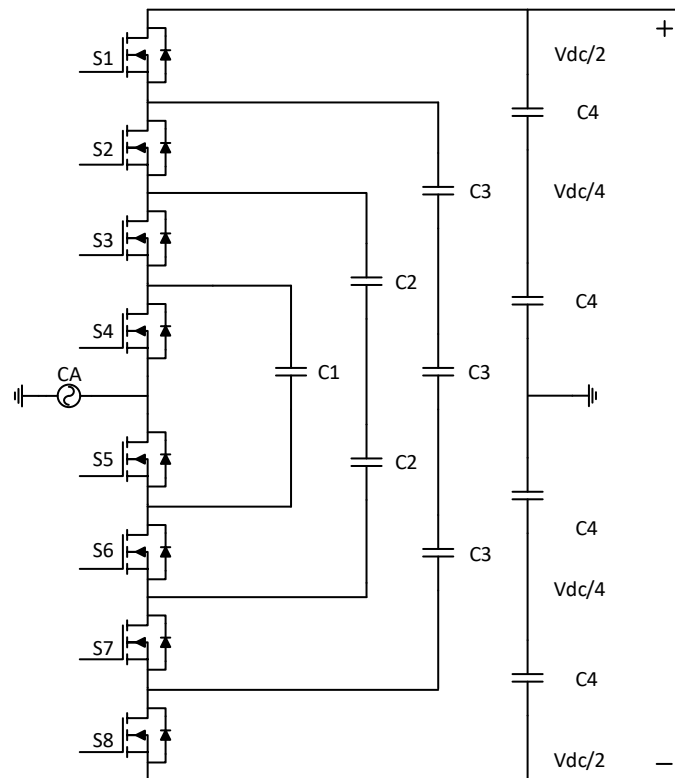


Figura 3.10. Esquema elétrico do conversor CA-CC *flying-capacitor* de 5 níveis.

A Figura 3.10 ilustra a configuração desta topologia multinível. O inversor *flying-capacitor* é capaz de gerar cinco níveis de tensão na sua saída. A tensão dos condensadores do barramento CC varia de um condensador para o próximo condensador, isto é, a tensão é diferente nos diferentes barramentos presentes na topologia.

Para m níveis, são requerido $2^{*}(m-1)$ semicondutores de potência, bem como $(m-1)$ condensadores para o barramento CC e ainda $((m-1)*(m-2))/2$ condensadores auxiliares para o efeito de bloqueio [43].

A maior vantagem desta topologia assenta no baixo *rating* de tensão e corrente a que os semicondutores de potência são submetidos, isto é, o valor de tensão e corrente que está aplicado em cada semicondutor, o que resulta num menor esforço em operação por parte dos semicondutores

de potência. A Tabela 3.6 representa as combinações necessárias de forma a se obter os previstos cinco níveis.

Tabela 3.6. Modos de operação do conversor CA-CC *flying-capacitor* de 5 níveis.

| Estados de Comutação | | | | | | | | Tensão de Saída |
|----------------------|----|----|----|----|----|----|----|-----------------|
| S1 | S2 | S3 | S4 | S5 | S6 | S7 | S8 | V_{inv} |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | $+V_{cc}/2$ |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | $+V_{cc}/4$ |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | $-V_{cc}/4$ |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | $-V_{cc}/2$ |

3.3.4 Conversor *Interleaved*

A topologia *interleaved* assenta recorrentemente num sistema que inclui uma ponte retificadora a diodos e vários braços CC-CC intercalados, tal como o nome da topologia indica. Esta configuração acarreta ainda mais perdas devido à operação da ponte retificadora a diodos. É requerido ainda $n+4$ diodos e n semicondutores, onde n representa o número de braços intercalados. Contudo, uma configuração *interleaved* pode também consistir no paralelismo de dois conversores, isto é, conectar dois conversores CA-CC *full-bridge* em paralelo de forma a combinar as operações dos mesmos e sintetizar uma onda de saída final que é a resultante da soma das ondas de saída sintetizadas individualmente por cada um destes inversores. A topologia recorre então a oito semicondutores distribuídos pelas duas pontes inversoras. Recorrendo a uma modulação de sinais *PWM* com um desfasamento dos pulsos de 180° entre as duas pontes inversoras, é possível diminuir o valor da corrente presente em cada um dos conversores. Permite ainda cancelar o *ripple* da onda de saída final bem como diminuir a distorção harmónica da corrente [44] [45]. A Figura 3.11 ilustra o esquema elétrico desta topologia.

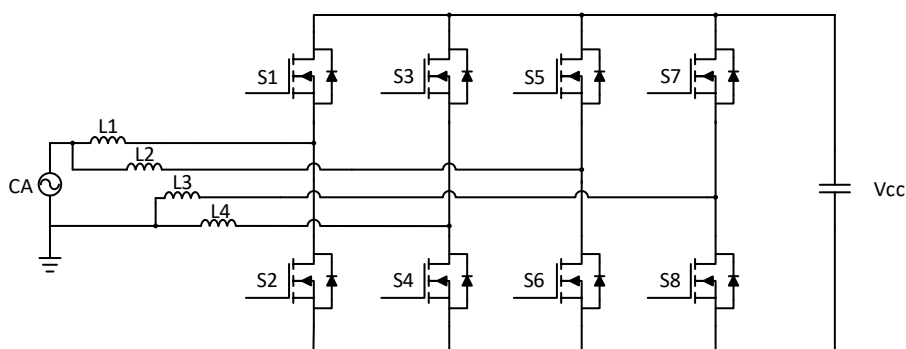


Figura 3.11. Esquema elétrico do conversor CA-CC *interleaved*.

Dependendo do modo de operação aplicado, este conversor é capaz de gerar três diferentes níveis de tensão. Pela

Tabela 3.7. Modos de operação do conversor CA-CC *interleaved*.

| Ângulo de disparo | Estados de Comutação | | | | Tensão de Saída |
|----------------------------|----------------------|----|----|----|-----------------|
| $0 \leq \alpha \leq 180$ | S1 | S2 | S3 | S4 | V_{inv} |
| | 1 | 0 | 0 | 1 | $+V_{cc}$ |
| | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | 0 | 1 | 1 | 0 | $-V_{cc}$ |
| $180 \leq \alpha \leq 360$ | S5 | S6 | S7 | S8 | V_{inv} |
| | 1 | 0 | 0 | 1 | $+V_{cc}$ |
| | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | 0 | 1 | 1 | 0 | $-V_{cc}$ |

Em contrapartida, esta topologia apresenta como maior inconveniente a utilização um maior número de bobinas para realizar o acoplamento à rede elétrica, apesar de estas apresentarem um menor volume devido ao facto de estarem repartidas pelos dois conversores. Constata-se ainda que o funcionamento dos conversores em modo *Interleaved* cria problemas de partilha de corrente tendo em conta o valor de indutância presente no andar da entrada bem como problemas de correntes circulantes no barramento CC que deriva das diferenças dos elementos passivos e diferentes *duty-cycles* [46].

3.4 Maximum Power Point Tracker

A potência extraível de um painel fotovoltaico é, maioritariamente, ditada pela eficiência do algoritmo MPPT e pelas próprias características nominais do módulo instalado. O objetivo é sempre obter a maior potência possível durante todo o tempo em que este está em operação. Surge assim a necessidade de se utilizar um *Maximum Power Point Tracker* (MPPT), que estará sempre definido para trabalhar no ponto ótimo, acompanhando assim as variações climáticas e obstruções aos módulos fotovoltaicos. Devido ao grande impacto que a radiação solar e a temperatura têm na produção de energia a partir de um módulo fotovoltaico, estes devem ser sempre tidos em consideração no desenvolvimento do algoritmo de deteção da potência máxima. Assim, é então possível continuar a detetar o ponto de máxima potência durante as variações da radiação solar e da temperatura. Com o

contínuo investimento na tecnologia solar fotovoltaica, surgem cada vez mais algoritmos de *MPPT* que vêm tentar tornar a extração de potência deste módulo cada vez mais eficientes. Destas técnicas destacam-se as mais básicas (mas não necessariamente as menos eficientes), como o método de tensão constante e corrente constante, bem como algoritmos mais elaborados como as técnicas de *Hill Climbing* onde se incluem os algoritmo de perturbação e observação bem como o de condutância incremental [47].

3.4.1 Tensão Constante

O método tensão constante, também conhecido na literatura como método de tensão de circuito aberto, é um dos algoritmos de mais fácil implementação e baseia-se na relação quase linear entre o ponto de potência máxima (MPP) e a tensão de circuito aberto (V_{oc}). Esta relação é transcrita pela equação (3.6).

$$V_{MPP} = k_1 \cdot V_{OC} \quad (3.6)$$

A variável k_1 representa a constante de proporcionalidade e por norma está compreendida entre os 0.71 e 0.8. Devido ao facto de ser recorrentemente utilizado k com valor de 0.76, é comum referir-se a este algoritmo como o algoritmo 76%. O ponto de operação dos módulos solares é mantido perto do ponto de máxima potência (MPP) através da regulação da tensão dos módulos que é então comparada com um valor de tensão fixo (V_{REF}). Este valor de V_{REF} é definido pelo próprio valor de tensão de circuito aberto característico do módulo solar ou até com um diferente valor previamente calculado que assenta melhor com o sistema a implementar.

Este método considera que a incidência solar individual de cada módulo bem como as variações da temperatura são desprezáveis e que o valor de referência da tensão é uma aproximação adequada ao do verdadeiro MPP. Este algoritmo não requer a leitura de valores em tempo real. Denota-se ainda que este algoritmo é mais eficaz em condições de baixa incidência solar [48].

3.4.2 Corrente Constante

Idêntico ao método previamente descrito, o método de corrente constante ou mais comunmente revisto na literatura por método de corrente de curto-circuito, baseia-se na relação quase linear entre a corrente de curto-circuito (I_{sc}) e o MPP. A equação (3.7) traduz tal relação. A medição da corrente de curto-circuito enquanto o sistema fotovoltaico opera é problemático.

$$I_{MPP} = k_2 \cdot I_{SC} \quad (3.7)$$

O coeficiente de proporcionalidade é representado por k_2 e é por norma determinado de acordo com as próprias características dos módulos solares, variando usualmente entre 0.78 e 0.92.

O processo de curto-circuitar o sistema fotovoltaico é problemático, pois não só resulta numa perda de potência momentânea como é necessário um semicondutor de potência adicional para executar a operação e realizar a medição de I_{sc} . Adicionalmente, o ponto real de MPP nunca é atingido pois a relação quase linear em que o algoritmo se baseia é uma aproximação e o coeficiente de proporcionalidade k_2 varia quando sob o efeito de sombra [49].

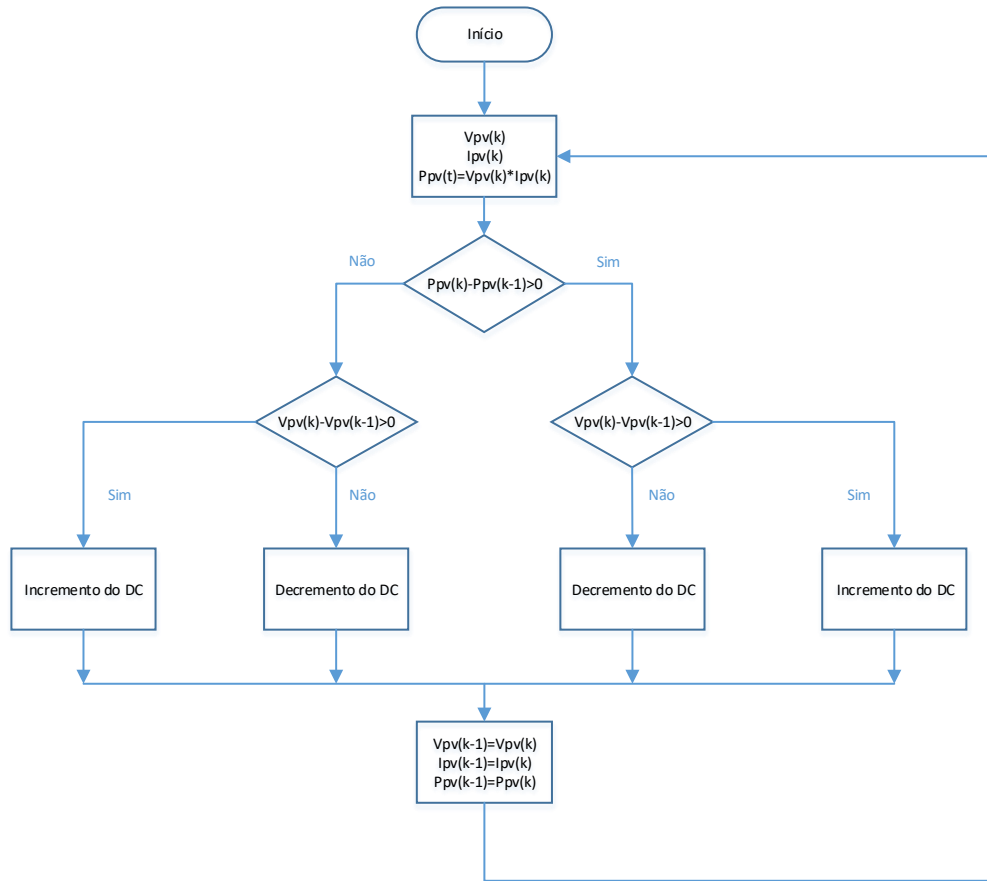
3.4.3 Perturbação & Observação (P&O)

O algoritmo *Perturb and Observe* é o método mais utilizado na obtenção do MPP num sistema solar fotovoltaico, este facto deve-se à fácil implementação do mesmo. Baseia-se na perturbação da variável de referência da tensão dos módulos solares e na comparação das potências disponíveis antes e depois da perturbação. A tensão e a corrente que atravessam o conjunto de painéis fotovoltaicos são inicialmente medidas e os seus valores guardados, de forma a ter sempre em conta a potência disponível. Verifica-se então se foi registada alguma alteração aos valores inicialmente medidos e procede-se à definição da orientação da próxima perturbação. A Tabela 3.8 ilustra a orientação da perturbação consoante a potência de saída disponibilizada.

Tabela 3.8. Relação da variável de perturbação com a potência disponível.

| Perturbação | Potência Disponível | Orientação da Perturbação |
|-------------|---------------------|---------------------------|
| Positiva | Aumentou | Positiva |
| Positiva | Diminuiu | Negativa |
| Negativa | Aumentou | Negativa |
| Negativa | Diminuiu | Positiva |

O processo é repetido periodicamente até se alcançar o ponto de potência máxima. As oscilações do sistema podem ser minimizadas reduzindo o tempo da perturbação, mas quanto mais reduzido for o tempo da perturbação, mais lento será a obtenção do ponto máximo de potência, apresentando assim uma desvantagem, representada pelo tempo necessário para alcançar o ponto de potência máxima. A fluxograma apresentado na Figura 3.12 explica o funcionamento do algoritmo *P&O* [49] [50].


 Figura 3.12. Fluxograma do algoritmo MPPT de $P\&O$

3.4.4 Condutância Incremental

Este algoritmo baseia-se no facto de que o declive da curva potência vs tensão, dP/dV , do módulo do PV é zero no ponto de potência máxima, positivo à esquerda e negativo à direita. Surge assim a sequência de equações (3.8):

$$\frac{dP}{dV} = 0, \text{ no } MPP$$

$$\frac{dP}{dV} > 0, \text{ à esquerda do } MPP \quad (3.8)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0, \text{ à direita do } MPP$$

Sabendo que a condutância instantânea é dada por I/V e que a condutância incremental é dada por $\Delta I/\Delta V$ chega-se à equação :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (3.9)$$

Assim, a sequência de equações (3.8) podem ser reescritas como:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \text{ no } MPP \quad (3.10)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \text{ à esquerda do MPP}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \text{ à direita do MPP}$$

O MPP pode então ser calculado comparando a condutância instantânea com a condutância incremental, como é ilustrado no fluxograma da Figura 3.13. DC representa a tensão de referência a que os módulos fotovoltaicos são forçados a operar. No MPP, o valor de DC é equivalente ao valor de V_{MPP} .

Aquando a obtenção do MPP, a operação dos módulos fotovoltaicos é mantida nesse ponto até que seja detetada uma alteração em ΔI . Para a obtenção do novo ponto de MPP a variável DC é incrementada/decrementada até o mesmo ser obtido.

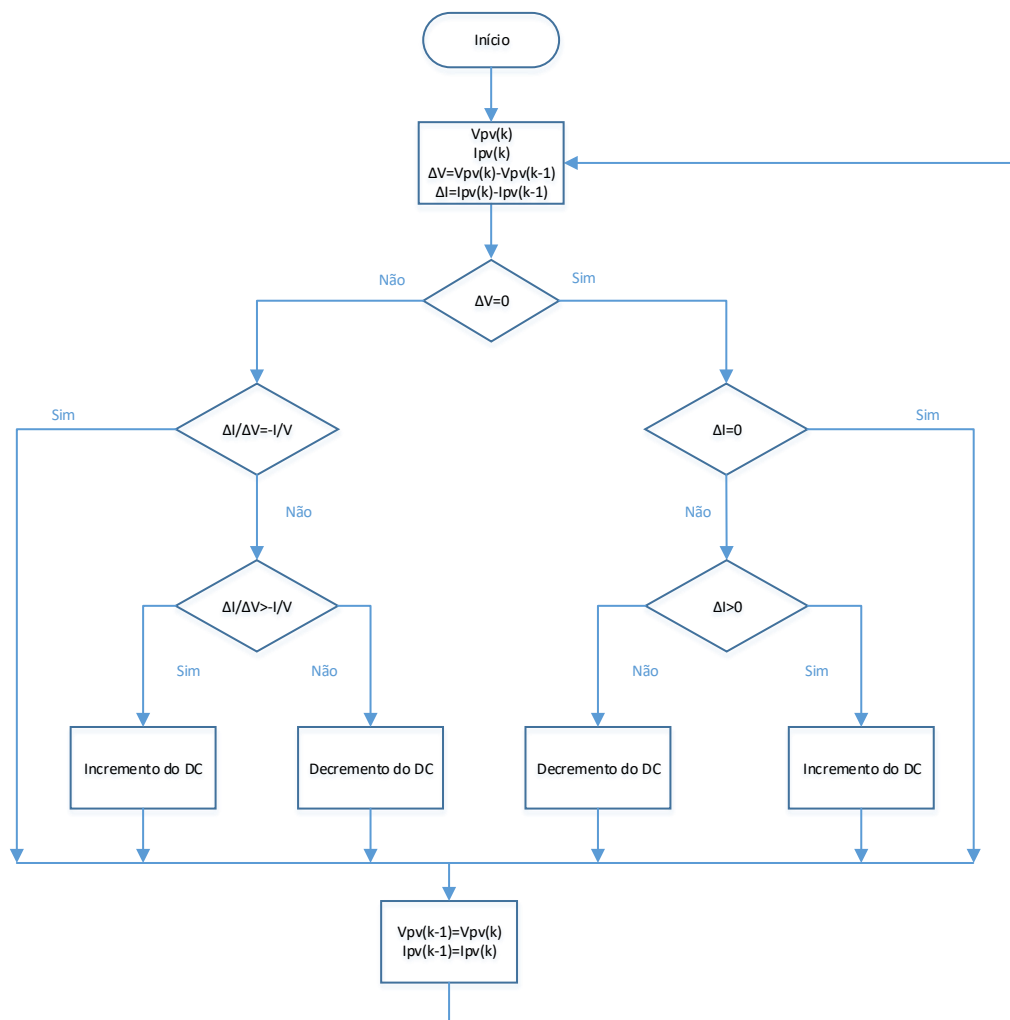


Figura 3.13. Fluxograma do algoritmo MPPT de condutância incremental.

Tal como o algoritmo anterior, a rapidez para atingir o ponto de potência máxima dependerá do tamanho do aumento da tensão de referência [49][50]

3.5 Técnicas de Controlo de Corrente para Conversores de Potência

De forma a sintetizar a corrente desejada, os conversores CC-CA do tipo VSI requerem a utilização de uma técnica de controlo de corrente, torna-se assim possível produzir a tensão necessário para se obter a corrente pretendida. O objetivo destas técnicas de controlo de corrente é manter a corrente presente no andar de saída destes conversores o mais aproximada possível da corrente de referência previamente calculada. Dentro destas técnicas destacam-se o controlo de corrente por margem de histerese, por *periodic sampling*, por controlo proporcional-integral estacionário como ainda o controlo de corrente preditivo.

3.5.1 Controlo de Corrente por Histerese

A técnica de controlo por comparador com histerese é uma técnica não linear de fácil implementação, pois funciona com uma margem de histerese, que é a capacidade de um sistema converter as suas propriedades na ausência do estímulo que a gerou. Baseia-se na comparação da corrente presente à saída do inversor com a corrente de referência, com uma margem de histerese no resultado da comparação [51].

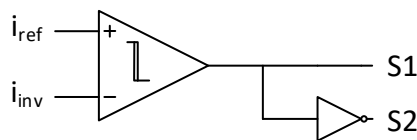


Figura 3.14. Esquema do controlo por comparador com histerese.

Esta técnica de controlo de corrente apresenta como vantagem a rápida resposta a bruscas variações do sinal de referência bem como a sua estabilidade, devido ao facto de ser constantemente comparado com a referência e consequentemente acompanhar a mesma.

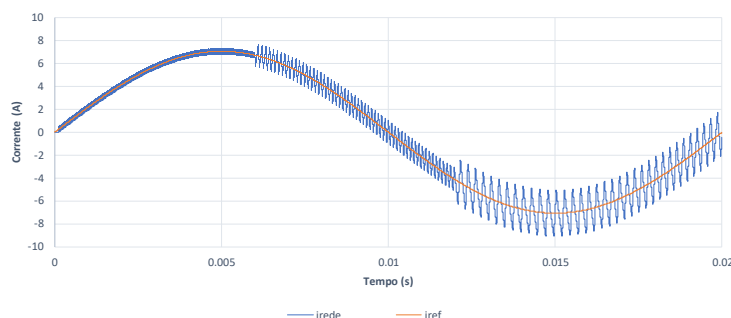


Figura 3.15. Corrente sintetizada à saída do inversor com controlo por comparador com histerese onde foram consideradas diferentes margens de histerese.

Verifica-se que a corrente de saída do inversor acompanha a sua referência com uma *ripple* máximo representado pelo dobro do limite da margem de histerese definida. Contudo, como não existe controlo sobre a frequência de comutação, apesar de ser possível limitar a frequência máxima com um circuito auxiliar, surgem harmónicos de diferentes frequências [32] [52].

3.5.2 Controlo de Corrente por *Periodic Sampling*

Esta técnica de controlo é também não linear e de fácil implementação. Tal como a técnica analisada anteriormente, baseia-se na comparação entre a corrente na saída do conversor e a corrente de referência, desta vez sem a margem de histerese, mas definindo a frequência máxima de comutação a aplicar nos semicondutores. A comparação é realizada com frequência fixa, onde a frequência de amostragem é definida para o dobro da frequência de comutação. Esta técnica de controlo de corrente é suscetível de ser aplicada recorrendo a um *flip-flop* D à saída do comparador. Tal como ilustra a Figura 3.16 é aplicada a saída do comparador à entrada do *flip-flop* D, bem como uma onda quadrada na entrada de *clock* com a finalidade de definir a frequência de amostragem [53].

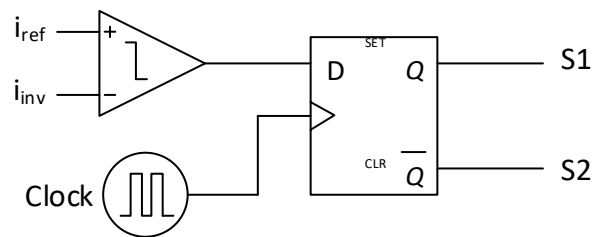


Figura 3.16. Esquema do controlo por *periodc sampling*

Contudo, apresenta certas limitações como o facto de a frequência de comutação ser flexível, mas estar limitada pelo facto de não ultrapassar metade da frequência de amostragem da corrente de saída [32] [52].

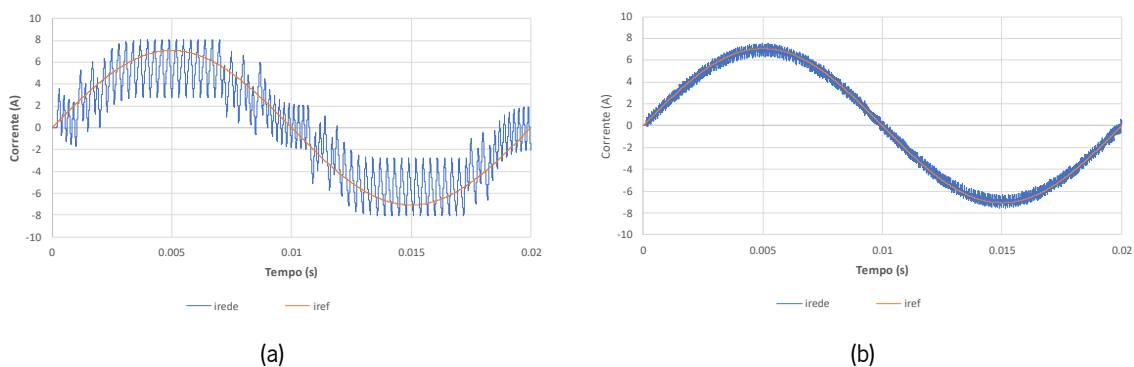


Figura 3.17. (a) Forma de onda sintetizada para uma frequência de amostragem de 10 kHz; (b) Forma de onda sintetizada para uma frequência de amostragem de 100 kHz.

Na Figura 3.17 (a) e (b) analisa-se o resultado da aplicação desta técnica recorrendo a frequências de amostragem diferentes, de forma a realçar o impacto que esta tem na eficácia deste controlo. É

possível verificar que a forma de onda sintetizada pelo inversor apresenta uma maior qualidade para uma frequência de amostragem mais elevada.

3.5.3 Controlo Proporcional-Integral Estacionário

Esta técnica de controlo de corrente obtém o erro entre a corrente de referência e a corrente presente à saída do inversor recorrendo a somador. O valor do erro obtido do somador é então aplicado ao controlador PI como uma variável de entrada. A saída do controlador PI resulta no sinal de referência da modulação *SPWM*, tal como ilustrado na Figura 3.18. Compara-se o sinal de referência com uma portadora triangular de forma a obter os sinais de comando a ser aplicados nos semicondutores [54]. Esta técnica de controlo exige o ajuste dos valores do ganho proporcional e integral quando se pretende sintetizar correntes diferentes do originalmente definido bem como quando a carga ligada ao sistema é alterada [32] [35].

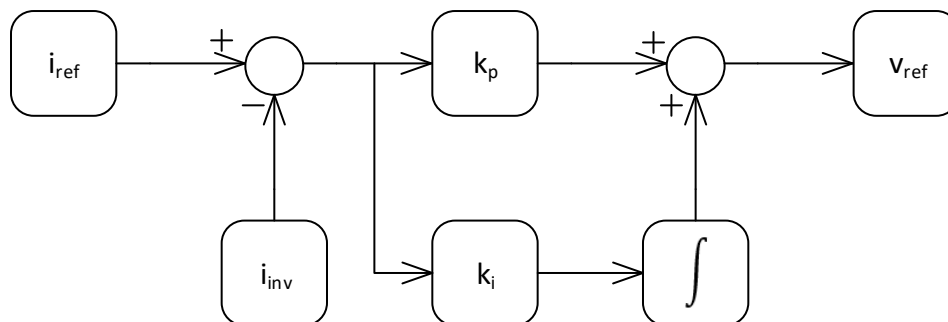


Figura 3.18. Esquema do controlo de corrente proporcional-integral para modulação SPWM.

Devido ao facto de a compensação da corrente e a modulação da tensão serem estágios isolados, permite ao conversor operar com frequência de comutação fixa. Tal facto permite uma percentagem de uma THD reduzido [55].

3.5.4 Controlo Preditivo

De modo a obter a corrente desejada à saída do inversor, esta técnica de controlo de corrente baseia-se no modelo elétrico do sistema de forma a analisar o comportamento das variáveis envolvidas no sistema e assim calcular a tensão necessária a aplicar ao inversor. Para o dimensionamento deste sistema de controlo, recorre-se à utilização de uma variável de corrente de referência (i_{ref}), à tensão presente à saída do inversor (v_{inv}), à queda de tensão nos terminais da bobina de acoplamento à rede elétrica (v_L) bem como à corrente de saída do inversor (i_{inv}). Como apresenta a equação (3.11), a tensão à saída do inversor é igual à soma da tensão da rede elétrica (v_s) mais a queda de tensão na bobina de acoplamento.

$$v_{inv} = v_L + v_s \quad (3.11)$$

Dado os baixos valores tomados pela resistência série equivalente da bobina, esta pode ser desprezada. Substituindo a tensão da bobina, v_L , pela sua equação característica, onde i_{inv} representa a corrente de saída do inversor, obtém-se a equação (3.12).

$$v_{inv} = L \frac{di_{inv}}{dt} + v_s \quad (3.12)$$

A variável i_{inv} é também uma variável de realimentação, assim o erro da corrente (i_{erro}) resulta da diferença entre a corrente de referência e a corrente à saída do inversor, tal resulta na equação (3.13).

$$i_{erro} = i_{ref} - i_{inv} \quad (3.13)$$

Substituindo a corrente i_{inv} da equação (3.12) na equação (3.13), obtém-se a equação (3.14).

$$L \frac{di_{erro}}{dt} = L \frac{di_{ref}}{dt} + v_s - v_{inv} \quad (3.14)$$

Dado que as equações são processadas por um DSP, é necessário converter as equações de tempo contínuo para tempo discreto. Como a frequência de amostragem é consideravelmente superior à frequência do sinal a sintetizar, considera-se que a derivada do erro varia de uma forma quase linear. Considera-se ainda que o incremento do erro da corrente corresponde ao erro da corrente em cada instante, dado que a saída do inversor apresenta um baixo *ripple*. Assim reescreve-se a equação (3.14) na equação (3.15). T_s está para o período de amostragem tal como Δi_{ref} está para a variação da corrente de referência.

$$L \frac{i_{erro}}{T_s} = L \frac{\Delta i_{ref}}{T_s} + v_s - v_{inv} \quad (3.15)$$

A tensão aplicada na bobina tem que ser o valor simétrico do valor calculado, de forma a eliminar o erro presente na corrente. Assim, a equação (3.16) apresenta o valor de tensão a ser produzido pelo inversor de forma a anular o erro.

$$v_{inv} = v_s + L \frac{\Delta i_{ref}}{T_s} + L \frac{i_{erro}}{T_s} \quad (3.16)$$

A equação (3.17) transcreve a transformação da equação de tempo contínuo para tempo discreto de forma a ser possível processar a equação no DSP.

$$v_{ref}[k] = v_s[k] + \frac{L}{T_s} (i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] + i_{erro}[k]) \quad (3.17)$$

De forma a construir a equação final do controlo preditivo, o termo i_{erro} é substituído pelo equivalente em tempo discreto da equação (3.13), obtendo-se a equação final, representada em (3.18).

$$v_{ref}[k] = v_s[k] + \frac{L}{T_s}(2 i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] - i_{inv}[k]) \quad (3.18)$$

Esta tensão v_{ref} produzida é então considerada a tensão de referência a aplicar na modulação SPWM para o controlo do inversor [56] [57] [58].

Tal como visto na técnica de controlo anterior, a modulação da tensão e a compensação do erro são processos isolados, o que permite ao inversor operar com frequência de comutação fixa. Contrariamente à técnica de controlo de corrente PI, esta não exige o ajuste de ganhos sempre que uma variável do sistema se altera.

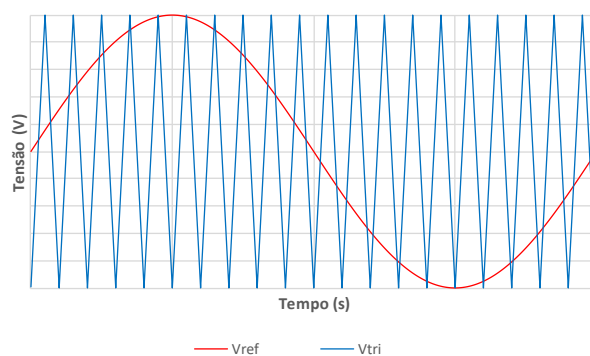
3.6 Técnicas de Modulação para Conversores VSI

Dado o princípio de funcionamento dos inversores, isto é, a conversão de tensão contínua para alternada com a amplitude e frequência das ondas delimitadas, é necessário controlar completamente os semicondutores de potência empregues no conversor. Este controlo passa pela utilização das técnicas de modulação, onde se destacam a modulação de Onda Quadrada bem como a *Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)*. Realça-se ainda dentro da categoria da modulação *SPWM* as modulações *SPWM* Unipolar, Bipolar e ainda modulação *SPWM* direccionada para conversores multinível [59].

Estas técnicas de modulação consistem na comparação de uma ou mais ondas de referência com uma ou mais ondas portadoras triangulares com uma frequência igual à frequência de comutação desejada para os semicondutores de potência. O resultado destas sucessivas comparações traduz-se na forma de onda de saída do conversor [60] [61].

3.6.1 SPWM Bipolar

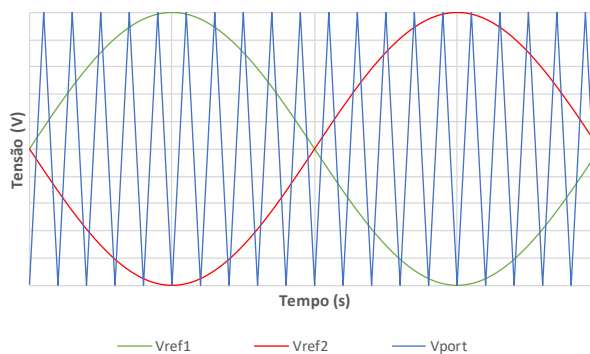
Nesta técnica de modulação recorre-se unicamente a uma onda de referência sinusoidal (V_{REF}) e uma onda portadora triangular (V_{PORT}). Como apenas ocorre uma comparação, existem somente dois resultados possíveis, correspondentes a dois níveis de tensão no conversor, $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$. Para a obtenção dos sinais de comando dos semicondutores de potência é utilizado o valor da saída da comparação bem como o seu valor negado, devido ao facto de dois semicondutores num braço do conversor não poderem comutar no mesmo instante de tempo [37] [60] [61].

Figura 3.19. Modulação *SPWM* Bipolar.

A Figura 3.19 apresenta os dois sinais previamente descritos necessários para realizar a comparação. Analisando a Figura 3.19 e considerando a comparação das duas ondas, resulta o estado ON caso $V_{ref} > V_{port}$ e estado OFF caso $V_{port} > V_{ref}$.

3.6.2 SPWM Unipolar

Comparativamente com a modulação anterior, o *SPWM* Unipolar recorre a uma segunda onda de referência. Esta segunda onda de referência corresponde à mesma onda descrita anteriormente, mas com um desfasamento aplicado de 180° . Requer assim um comparador adicional para realizar a comparação entre os sinais de V_{REF1} , V_{REF2} e V_{PORT} , o que resulta numa variação da tensão de saída do inversor entre $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$. Os sinais de comando dos semicondutores derivam assim do resultado das duas comparações bem como dos seus sinais negados de forma a que um sinal de controlo e o seu negado sejam responsáveis pela comutação de um dos braços do inversor. Devido ao facto de esta modulação gerar quatro sinais de comando, faz com que não seja passível de se aplicar em topologias de meia-ponte, devido ao número insuficiente de semicondutores. A Figura 3.20 apresenta os três sinais previamente descritos necessários para realizar as comparações.

Figura 3.20. Modulação *SPWM* Unipolar.

Devido à técnica utilizada para realizar esta modulação, a frequência de comutação que resulta do sinal de saída tem o seu valor dobrado comparativamente com a frequência do sinal da onda portadora

triangular, o que se traduz numa vantagem pois simplifica o dimensionamento de filtros passivos, tornando-os menos volumosos [37] [60] [61].

3.6.3 SPWM para Conversores Multinível

Os inversores multinível empregam um maior número de semicondutores bem como um maior número de fontes de energia CC conectadas ao mesmo, o que resulta numa forma de onda de saída do inversor com maior número de níveis de tensão. De forma a realizar a correta comutação dos semicondutores deste tipo de inversores é necessário empregar um maior número de ondas portadoras triangular, que podem ser distribuídas de diversas formas. Denota-se assim a distribuição de forma vertical ou horizontal, que representam também as configurações mais revistas na literatura. [62].

Distribuição das Portadoras Horizontalmente

Esta distribuição, revista na literatura como *horizontal phase shift*, recorre a $n-1$ ondas portadoras, onde n representa o número de níveis de tensão pretendidos. As ondas portadoras possuem igual valor a nível de amplitude e frequência, mas apresentam um desfasamento de $360/(n-1)$ graus entre si [62] [63].

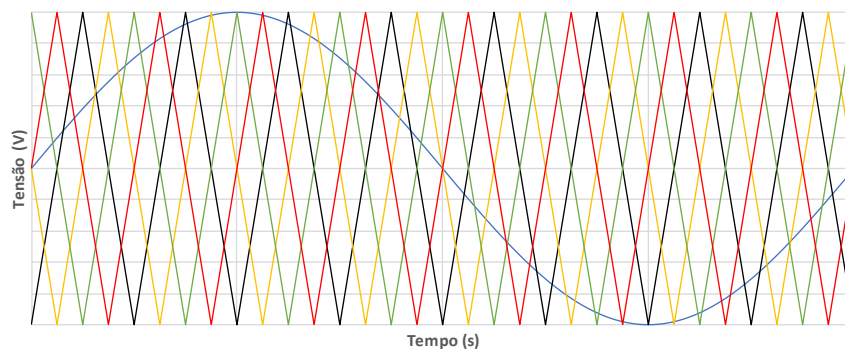


Figura 3.21. Modulação *SPWM phase shift* horizontal e onda sintetizada.

A Figura 3.21 ilustra, para um conversor multinível de 5 níveis, as quatro ondas portadoras distribuídas horizontalmente e com um desfasamento de 90° entre as mesmas, bem como o sinal de referência para a comparação.

Distribuição das Portadoras Verticalmente

Esta distribuição, revista como também recorre a $n-1$ ondas portadoras. Tal como a forma de distribuição anteriormente descrita, as ondas portadoras possuem o mesmo valor de frequência e

amplitude entre elas próprias, mas contrariamente à distribuição horizontal, estas possuem um valor médio diferente entre elas o que possibilita a distribuição vertical das mesmas.

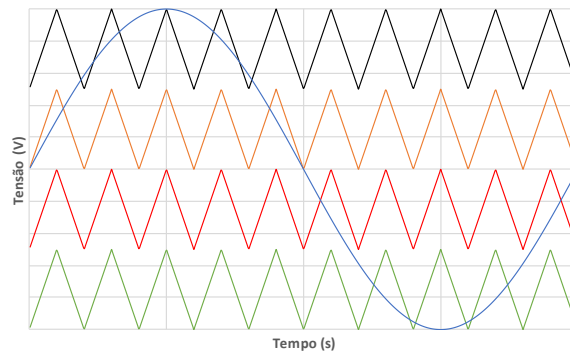


Figura 3.22. Modulação *SPWM phase shift* vertical e onda sintetizada.

A Figura 3.22 a) ilustra, para um conversor multinível de 5 níveis, as quatro ondas portadoras distribuídas verticalmente, distribuição também denominada por *Phase Disposition*, bem como o sinal de referencia para a comparação. Na Figura 3.22 b) analisa-se a onda sintetizada pelo inversor [62] [63].

3.7 Conclusão

A solução tradicional emprega um sistema que recorre a dois conversores de potência para realizar a interface entre o veículo elétrico e a rede elétrica (um conversor CA-CC e outro CC-CC) e recorre a dois conversores de potência adicionais para a interface da fonte de energia renovável com a rede elétrica (um conversor CA-CC e outro CC-CC). Esta topologia apresenta uma desvantagem no carregamento direto das baterias do veículo elétrico a partir da fonte de energia renovável, pois requer o uso de quatro conversores de potência e a rede elétrica como intermediários, isto é, não permite o carregamento direto das baterias a partir de uma fonte renovável. Para colmatar esta desvantagem, a configuração adotada utiliza apenas um conversor CA-CC em modo Interleaved e um barramento CC comum aos dois conversores CC-CC que interliga os três conversores. Assim, obtêm-se as vantagens de recorrer apenas a um conversor para realizar a interface do carregador do veículo elétrico e a fonte de energia renovável com a rede elétrica, a possibilidade de realizar o carregamento das baterias diretamente dos painéis fotovoltaicos sem usar a rede como intermediário, e ainda a contribuição para a melhoria dos problemas de qualidade de energia, devido ao modo de operação do conversor CA-CC Interleaved. Surge assim uma solução para a realização da interface entre veículos elétricos, painéis fotovoltaicos e a rede elétrica, além de compensar dinamicamente problemas de qualidade da energia elétrica que possam surgir. Analisam-se também os diversos conversores passíveis de aplicar no equipamento, onde se incluem as soluções para a realização da interface com a rede elétrica como

também dos módulos fotovoltaicos. De forma a controlar corretamente os conversores, abordam-se as técnicas de controlo de corrente e a sua respetiva performance, como se analisam também os diversos algoritmos de MPPT a aplicar.

Capítulo 4

Dimensionamento e Simulações Computacionais do Equipamento para *Smart Homes*

4.1 Introdução

As simulações computacionais são um elemento chave para o desenvolvimento de sistemas de eletrónica de potência. Através dos modelos de simulação é possível validar o correto funcionamento do sistema a implementar, bem como compreender os parâmetros que podem e devem ser ajustados de forma a se atingir a melhor otimização do mesmo que consequentemente leva a uma redução de custos de implementação, o correto dimensionamento dos componentes que por si leva a um comportamento previsível do sistema aquando a sua implementação. Recorrendo então à ferramenta de simulação PowerSIM v9.1 implementam-se os conversores empregues nesta dissertação, bem como os seus respetivos algoritmos de controlo de forma a validar as topologias propostas, controlos de corrente e tensão empregues bem como o algoritmo de MPPT utilizado. Assim, neste capítulo é apresentada uma breve descrição da topologia mais recorrentemente aplicada em sistemas híbridos, isto é, onde fontes de energia renováveis e veículos elétricos estão presentes num só sistema. Posto isto, apresenta-se o princípio de funcionamento do sistema adotado, bem como as simulações realizadas que validam o seu correto funcionamento.

4.2 Topologia Proposta e Princípio de Funcionamento

A topologia tradicionalmente empregue recorre a dois sistemas isolados um do outro, onde cada sistema consiste num conversor CA-CC conectado a um conversor CC-CC, de modo a realizar a interface dos módulos fotovoltaicos com a rede elétrica, bem como de um veículo elétrico com a rede elétrica. Esta configuração apresenta a desvantagem de não permitir a transferência de energia dos módulos fotovoltaicos diretamente para o veículo elétrico, isto é, não permite o carregamento direto das baterias. Para tal é sempre necessário o uso da rede elétrica como intermediário para realizar tal operação. No entanto é um sistema adequado caso o utilizador queira apenas aplicar na sua habitação um conjunto de painéis solares ou um sistema de armazenamento

Apresenta-se então a topologia adotada, onde ao invés de existirem dois sistemas independentes para realizar a interface entre os módulos solares, o carro elétrico e a rede elétrica, recorre-se a uma configuração unificada onde está presente um conversor CA-CC em modo *interleaved*, um conversor CC-CC tipo *boost* e ainda um conversor CC-CC do tipo *buck-boost*. A Figura 4.1 as duas topologias mencionadas neste capítulo.



Figura 4.1. Interface dos módulos solares e veículo elétrico com a rede elétrica: (a) topologia clássica (b) topologia adotada

Sabendo que os dois conversores CC-CC responsáveis pela interface com os módulos fotovoltaicos e veículo elétrico estão englobados no mesmo sistema e partilham o mesmo barramento CC, torna-se possível o carregamento direto das baterias do veículo elétrico a partir da energia produzida pelos módulos fotovoltaicos, isto é, sem recorrer à rede elétrica como intermediário.

Assim, para além dos modos de operação por parte da topologia tradicional, que assentam nos modos G2V (*Grid-to-Vehicle*) e R2G (*Renewable-to-Grid*), consta-te que os modos de operação R2V (*Renewable-to-Vehicle*) e V2G (*Vehicle-to-Grid*), se tornam possíveis [11]. Tais modos são apresentados na Figura 4.2.

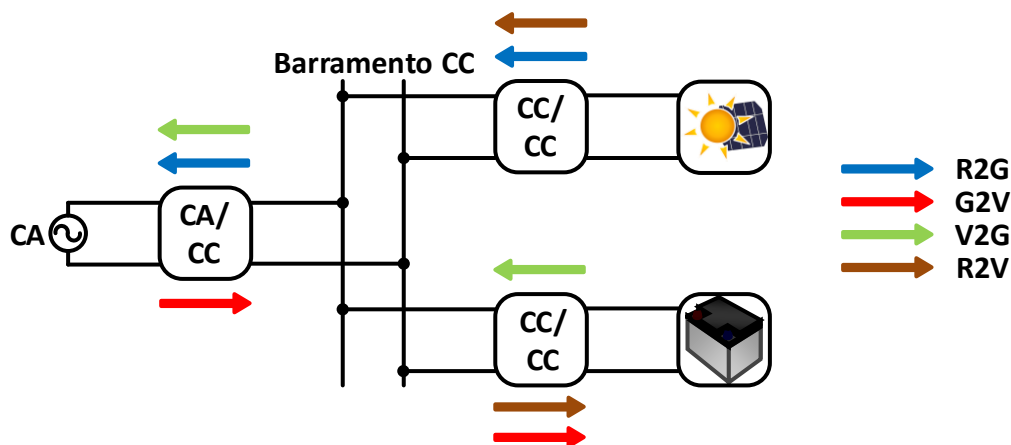


Figura 4.2. Modos de operação da topologia proposta.

Como descrito em [11], esta topologia apresenta vantagens no âmbito da eficiência e custos de implementação, quando comparada com a topologia classicamente empregue, onde se atinge até cerca de mais 8,8% em termos de eficiência e um custo total menor em cerca de 33,5%. Apresenta-se assim na Figura 4.3 o modelo de simulação da topologia proposta.

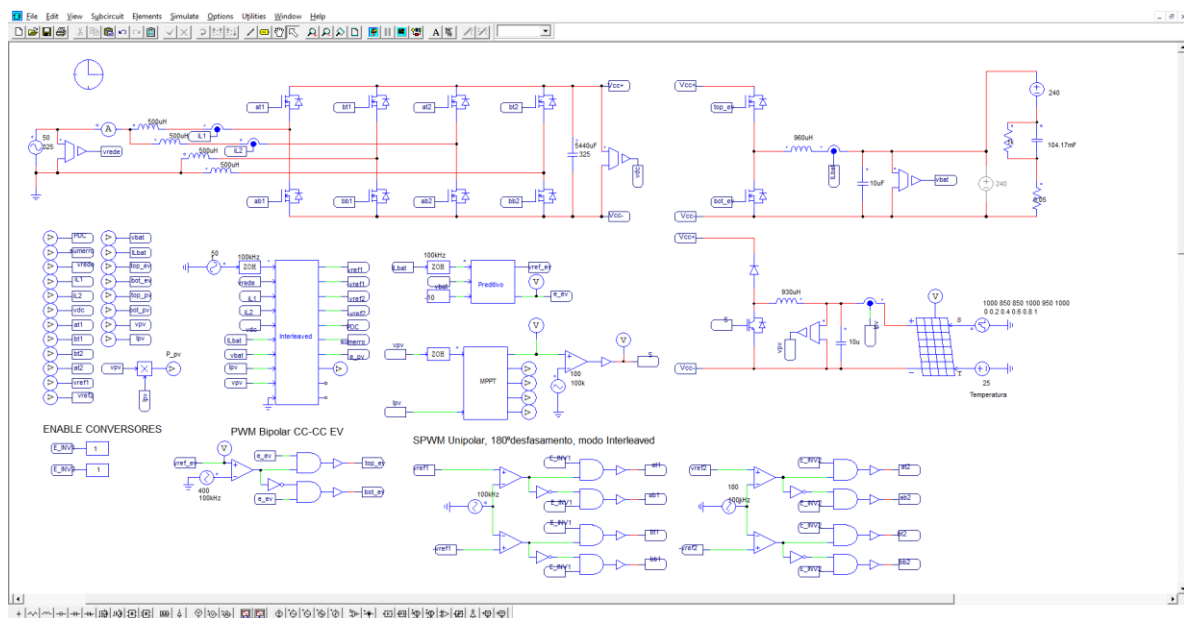


Figura 4.3. Modelo de simulação da topologia proposta.

Ao longo do capítulo analisa-se individualmente o conversor CA-CC em modo *Interleaved* bem como o conversor CC-CC do tipo *boost* de forma a validar o seu funcionamento e o seu respetivo algoritmo de controlo, são também apresentados os respetivos cálculos do dimensionamento dos componentes para cada conversor. Relativamente à simulação do conversor CC-CC tipo *buck-boost*, a mesma é analisada na dissertação intitulada por “Desenvolvimento de Conversores de Potência com Interface de Veículo Elétrico para Smart Homes”. Por último e em conjunto com a dissertação mencionada, apresenta-se a simulação da topologia proposta como também os seus resultados para os modos de operação supracitados.

4.3 Resultados de Simulação do Conversor CA-CC

Nesta secção apresenta-se o dimensionamento e os resultados obtidos relativamente ao conversor CA-CC. É abordado o método de sincronização com a rede elétrica adotado para esta dissertação bem como os resultados que validam tal sincronização. Posto isto é apresentada a técnica empregue para realizar a regulação do barramento CC, onde é empregue um controlador proporcional-integral para tal efeito. É então apresentada a técnica de controlo de corrente empregue ao conversor CA-CC, denominada por técnica de controlo de corrente preditivo. Aborda-se ainda o efeito do *dead-time* na forma de onda da corrente sintetizada pelo conversor, como também a técnica adequada para realizar a compensação do mesmo. Por fim é apresentado o dimensionamento e funcionamento do conversor CA-CC em modo *interleaved*.

4.3.1 Sincronização com a Rede Elétrica

A necessidade de aplicar a uma técnica de sincronismo com a rede elétrica, revista na literatura com *Phase Locked Loop* (PLL), surge com o facto de que um sistema de eletrónica de potência que tencione injetar energia na rede elétrica o faça em sincronismo com a mesma. O princípio de funcionamento da PLL assenta na sua habilidade de gerar uma onda sinusoidal onde a sua fase acompanha de forma coerente a componente fundamental do sinal, seja este distorcido ou não, presente à entrada do sistema [64].

A PLL adotada para esta dissertação foi desenvolvida pelos autores Karimi-Ghartemani e Iravani no ano de 2001 e assenta em duas distintas etapas. Pela análise da Figura 4.4 é possível verificar que a etapa denominada por Detecção de fase, é responsável pelo cálculo da fase enquanto que a etapa *Voltage-Controlled Oscillator* (VCO) trata o cálculo da amplitude. Constata-se que este método integra um controlador PI, onde os ganhos do mesmo podem ser ajustados de forma a manipular a estabilidade da PLL bem como a velocidade em que se obtém o sincronismo.

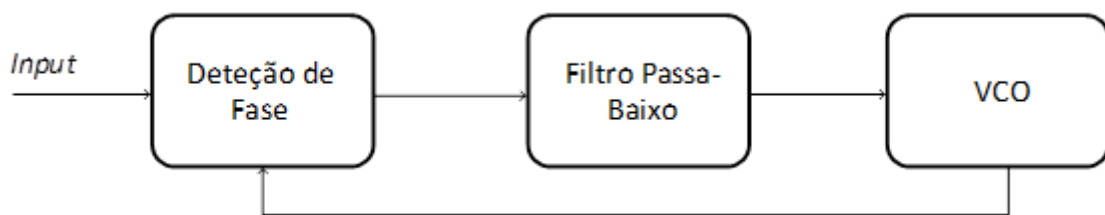


Figura 4.4. Diagrama de Blocos da PLL.

Através da Figura 4.5, obtida em ambiente de simulação e onde estão presentes como entrada a tensão da rede elétrica e como saída o sinal gerado pela PLL, verifica-se que o sincronismo, em termos de fase, é praticamente obtido ao fim de um ciclo da rede elétrica. Relativamente à amplitude, denota-se que o processo não é rápido como o sincronismo da fase, mas ao fim de cerca de quatro ciclos da rede elétrica este já se encontra bastante do próximo do seu valor real [65].

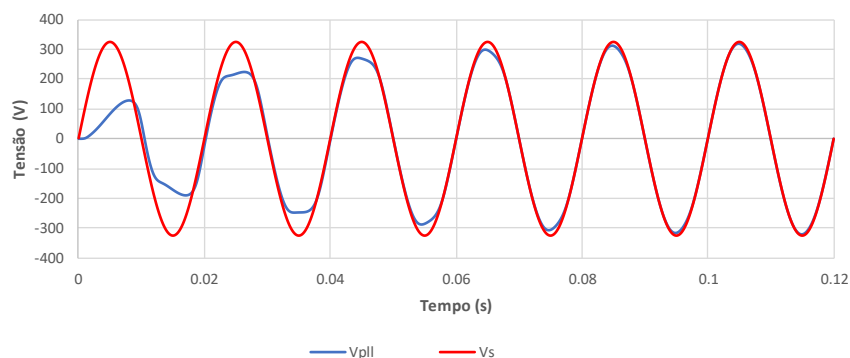


Figura 4.5. Tensão da rede elétrica e sinal à saída da PLL.

De forma a comprovar que a PLL é capaz de gerar um sinal que realmente acompanhe o sinal de entrada, independentemente da distorção ou desfasamento de mesmo, simula-se novamente mas desta vez o sinal de entrada apresenta um desfasamento de 120° , observa-se tal resultado na Figura 4.6 [65]. Verifica-se que a PLL foi capaz de gerar um sinal de saída com as mesmas propriedades do sinal presentes na sua entrada.

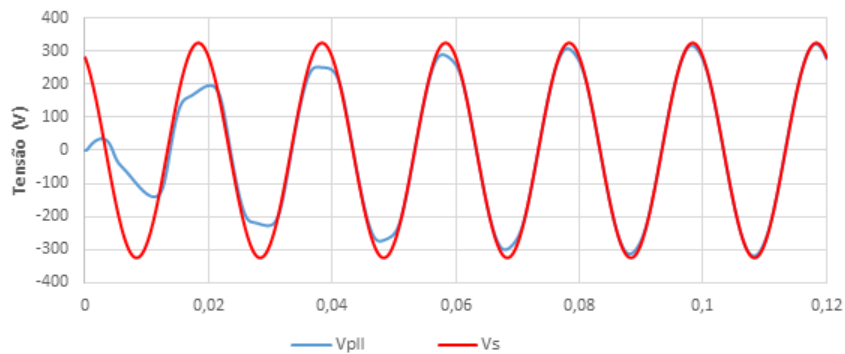


Figura 4.6. Tensão da rede elétrica e sinal à saída da PLL com Tensão da Rede Desfasada 120° .

4.3.2 Regulação do Barramento CC

A correta regulação do barramento CC torna-se obrigatória para um correto funcionamento do conversor CA-CC em modo inversor bem como em modo retificador, isto é, para injetar ou absorver energia da rede elétrica. Assim, para o inversor sintetizar corretamente a forma de onda da corrente desejada, o valor da tensão de barramento CC (V_{cc}) deve apresentar um valor superior ao valor máximo da tensão da rede elétrica (isto é, superior a 325 V), sendo que neste caso se definiu o valor de V_{cc} igual a 400 V. Caso este facto não se valide (isto é, superior a 325 V), o inversor não é capaz de gerar a tensão necessária de forma a sintetizar a corrente desejada.

Devido às transferências de energia entre a rede elétrica e os condensadores do barramento CC, a tensão do barramento apresenta um *ripple* de duas vezes a frequência fundamental da rede elétrica, apresentando um valor de 100 Hz. De forma a desenvolver o algoritmo de controlo é aplicada uma média deslizante ao valor da tensão do barramento CC. É então realizada a diferença entre a tensão de referência pré-definida (V_{CC_REF}) para se obter o erro (V_{erro}) entre as mesmas. Este valor é posteriormente aplicado a um controlador PI onde estão presentes as variáveis de ganho proporcional e integral, que possuem influência direta na corrente necessária para o carregamento do barramento CC, tal como demonstra a equação (4.1).

$$P_{CC} = k_p(V_{CC_REF} - V_{CC}) + k_i \int (V_{CC_REF} - V_{CC}) \quad (4.1)$$

Deste resulta a potência (P_{cc}) necessária para executar a regulação do barramento CC. Esta variável P_{cc} entra posteriormente para o cálculo de uma corrente de referência (i_{ref}) de forma a gerar a corrente necessária para controlar o barramento C. Tal controlo está ilustrado no diagrama da Figura 4.7.

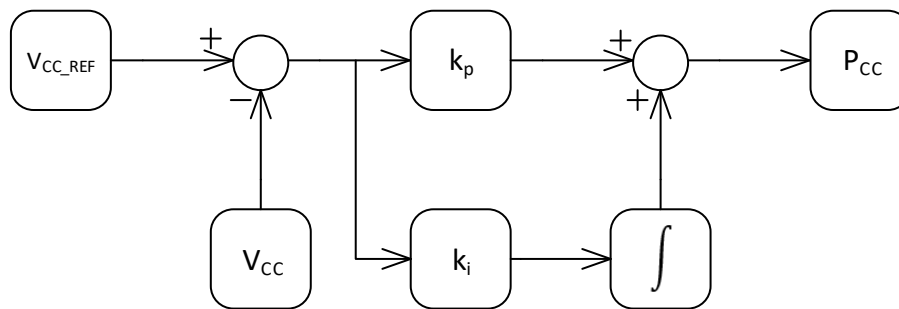


Figura 4.7. Controlador PI para controlo da tensão do barramento CC.

Posto isto, o conversor CA-CC a operar em modo retificador e tirando partido dos díodos em antiparalelo com os semicondutores, começa por carregar os condensadores que compõem o barramento CC recorrendo à rede elétrica. É usual recorrer a uma resistência de pré-carga ($470\ \Omega$) em série entre a rede e o conversor CA-CC, de modo a limitar o pico de corrente inicial. Após atingido um valor relativamente próximo ao valor de pico da rede elétrica, a resistência é curto-circuitada, isto é, realiza-se o *bypass* à resistência de pré-carga permitindo que o barramento CC fique carregado com o mesmo valor que o pico da rede elétrica. Após este procedimento, a operação dos semicondutores de potência é ativa de forma a possibilitar a elevação do valor de tensão do barramento CC, bem como o controlo PI anteriormente descrito, inicializa a sua operação de modo a regular a potência necessária a enviar ao barramento para que este atinja o nível de tensão pretendido e se mantenha estável nesse mesmo valor. Na Figura 4.8 observa-se o decorrer processo descrito, incluindo a pré-carga e o momento em que é realizado o *bypass* a resistência. Observa-se assim a tensão no barramento e a corrente do lado da rede elétrica.

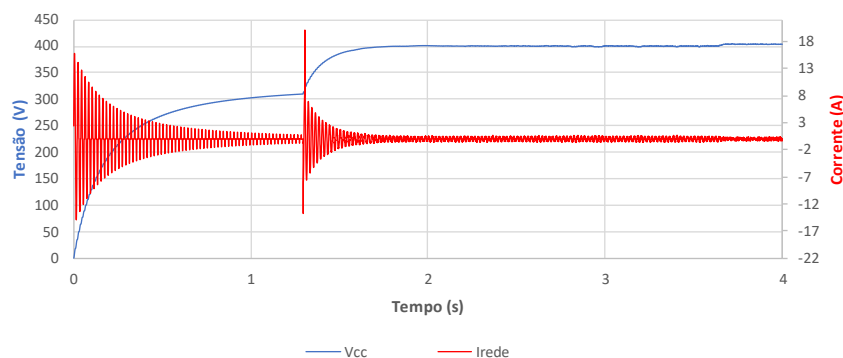


Figura 4.8. Carregamento do barramento CC.

4.3.3 Resultados do Controlo de Corrente

Após a análise dos diversos tipos de controlo propostos em 3.5, adotou-se o método de controlo de corrente preditivo aplicado à modulação SPWM Bipolar. Dá-se maior relevância aos algoritmos que recorrem à comutação com frequência fixa, onde se incluem o controlo PI e o controlo preditivo, devido à superioridade de desempenho destes quando comparado com as técnicas por *Periodic Sampling* e por comparador de histerese. O facto de estes controlos permitirem operar com uma frequência fixa, simplifica o cálculo do valor das bobinas de acoplamento à rede elétrica bem como, com a correta seleção a frequência de comutação, permite diminuir o volume total das bobinas a utilizar.

Pela simulação das técnicas de controlo realçadas, verifica-se que o controlo preditivo apresenta resultados mais satisfatórios relativamente ao controlo PI. O controlo preditivo torna-se também mais vantajoso relativamente ao controlo PI, devido ao facto de não possuir ganhos nem o ajuste dos mesmos. Posto isto, a Figura 4.9 apresenta uma onda sinusoidal correspondente a uma corrente de referência bem como a onda sintetizada pelo conversor CA-CC recorrente ao controlo da corrente através do controlo preditivo. É possível analisar que onda sintetizada segue a referência definida de forma eficaz.

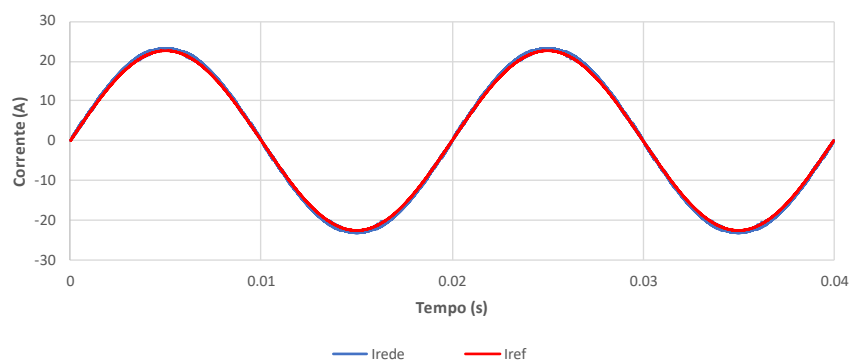


Figura 4.9. Corrente de referência e corrente sintetizada recorrendo ao controlo preditivo.

4.3.4 Compensação do *Dead-Time*

O *Dead-Time* é considerado como o tempo morto existente entre os sinais de comutação de um braço de um conversor. Recorre-se a esta técnica de forma a evitar que os semicondutores conduzam ambos no mesmo instante e provoquem a destruição dos mesmo, pois tal feito provoca um curto-circuito no barramento CC. Este tempo morto, apesar de garantir uma operação segura, afeta o desempenho do conversor. Este espaço de tempo em que ambos os semicondutores não conduzem, provoca uma perda de controlo, devido à tensão permanecer no mesmo estado durante mais tempo, originando assim uma distorção na forma de onda da tensão de saída do conversor que não é desejável. Esta distorção leva consequentemente a uma redução da amplitude da corrente sintetizada [66].

Para compensar este efeito, calculam-se as médias dos desvios de tensão tanto no semiciclo positivo como no semiciclo negativo, de forma a adicionar à variável de referência da técnica de modulação, o valor do desvio da tensão. Através da equação (4.2), é possível calcular o valor destes desvios.

$$\Delta V = \frac{M T_d}{T} V_{dc} \quad (4.2)$$

Nesta equação, M representa o número de comutações por ciclo, que toma o valor de dois devidos à existência de duas comutações por ciclo na modulação SPWM Unipolar. A variável t_d corresponde ao tempo de *dead-time*, T corresponde ao período da comutação total dos semicondutores e ΔV o valor do desvio.

De forma a compensar corretamente o *dead-time* é essencial analisar constantemente o valor da corrente, pois é necessário somar ou subtrair o valor de ΔV à tensão de referência. Caso a corrente seja positiva, adiciona-se ΔV . Caso contrário subtrai-se ΔV .

Com objetivo de demonstrar o efeito do *dead-time*, sintetiza-se em ambiente de simulação uma corrente produzida pelo inversor bem como o seu sinal de referência, gerado a partir da técnica de controlo de corrente adotada. Nesta, Figura 4.10 observa-se o efeito referido nas passagens por zero, provocando uma distorção na onda e uma perda de amplitude.

Na Figura 4.11 analisa-se a mesma corrente sintetizada, mas desta vez com a compensação do *dead-time*. É possível observar que a onda já acompanha coerentemente a corrente de referência [66] [67].

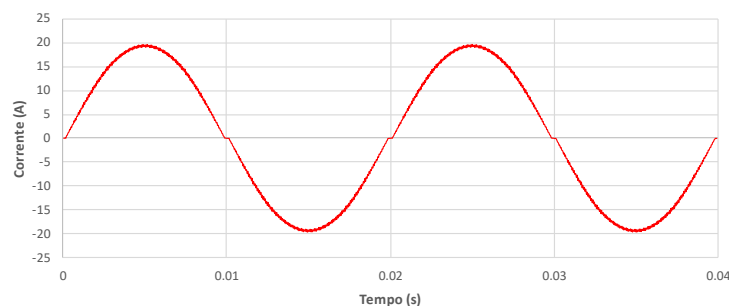


Figura 4.10. Efeito do *dead-time* numa corrente sintetizada.

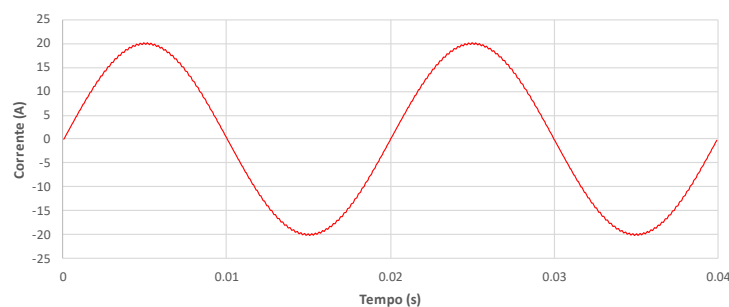


Figura 4.11. Compensação do efeito do *dead-time* na corrente sintetizada.

4.3.5 Funcionamento em Modo *Interleaved*

Como anteriormente analisado em 3.3.4, este conversor integra dois conversores CA-CC *full-bridge* conectados em paralelo. Cada um destes é responsável por sintetizar uma corrente consoante a referência aplicada a si, onde por fim unem as suas operações de forma produzirem a corrente de saída final a injetar na rede elétrica.

Começa-se por realizar o dimensionamento das bobinas de acoplamento à rede elétrica. Para tal é necessário ter em conta certas variáveis, tal como a tensão presente no barramento CC (V_{CC}), a frequência do sinal sintetizado (f_s) bem como o *ripple* de corrente máximo passível de ser admitido (Δi). Recorre-se então à equação (4.3)

$$L_f = \frac{V_{CC}}{4 \Delta i_f f_s} \quad (4.3)$$

Define-se então uma frequência de comutação de 100 kHz com uma modulação SPWM Unipolar, que resulta numa frequência resultante, f_s , de 200 kHz. Dado um barramento CC de 400V e um *ripple* máximo admitido de 0,5 A, calcula-se através da equação (4.4) o valor de indutância da bobina.

$$L_f = \frac{400 \text{ V}}{4 \cdot 0,5 \text{ A} \cdot 200 \text{ kHz}} = 1 \text{ mH} \quad (4.4)$$

Este valor obtido na equação (4.4) é o valor empregue no modelo de simulação. De modo a controlar corretamente o barramento CC, isto é, manter a sua estabilidade, as bobinas de acoplamento à rede elétrica foram divididas por dois.

Emprega-se então uma bobina na linha da fase e do neutro com o valor de 500 μH cada. Este processo é realizado para os dois conversores, resultando então num total de quatro bobinas com um menor volume. Relativamente à modulação utilizada, adota-se a modulação SPWM Unipolar para o controlo dos dois conversores. De forma a cumprir o intuito do modo *Interleaved* as ondas portadoras aplicadas na modulação para o segundo conversor CA-CC *full-bridge* são desfasadas 180° do primeiro.

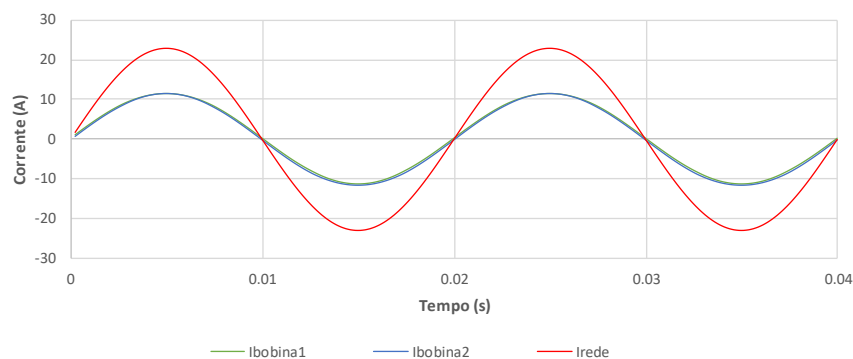


Figura 4.12. Corrente em cada conversor CA-CC *full-bridge*.

Este desfasamento permite gerar duas correntes (uma corrente por cada um dos conversores) desfasadas 180° uma da outra, assim aquando a soma de ambas as correntes no ponto de acoplamento comum o ripple da mesma será drasticamente reduzido. Na Figura 4.12 observa-se a forma de onda de corrente por cada um dos conversores CA-CC *full-bridge* bem como a corrente resultante. A Figura 4.13 apresenta o *ripple* presente nas correntes sintetizadas individualmente como também o *ripple* da corrente resultante.

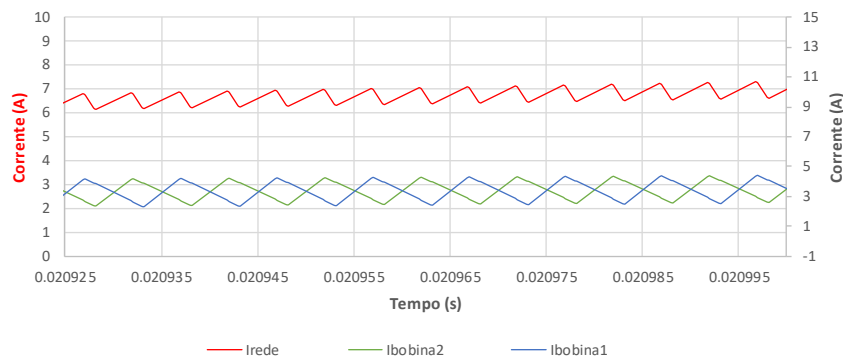


Figura 4.13. Corrente resultante a injetar na rede elétrica.

4.4 Resultados de Simulação do Conversor CC-CC

Nesta seção introduz-se os dimensionamentos e simulações realizadas para validar o funcionamento do algoritmo de MPPT adotado como também o conversor CC-CC do tipo *boost* que realiza a interligação dos módulos fotovoltaicos ao barramento CC. Recorrendo ao *software* simulação é possível projetar um sistema de módulos fotovoltaicos com acesso aos parâmetros característicos dos mesmos. Assim, realiza-se a simulação para o melhor e pior caso de operação dos módulos de forma a projetar um conversor CC-CC tipo *boost* que satisfaça as necessidades do sistema projetado.

4.4.1 Módulo Solar

Dado o objetivo de dimensionar um conversor CC-CC do tipo Boost, torna-se imperativo configurar um sistema de módulos fotovoltaicos que realize a interface com o mesmo de modo a corresponder com as especificações do projeto. Apesar de em termos práticos não ser possível recorrer a módulos fotovoltaicos físicos, a ferramenta de simulação *PowerSIM* permite simular os mesmos. Ela permite ajustar diversos parâmetros característicos de um módulo solar bem como permite analisar a curva característica da máxima potência consoante os parâmetros definidos.

O módulo fotovoltaico definido para esta dissertação é do fabricante *Kyocera* e o seu modelo denomina-se por KC200GHT-2 [68]. Este módulo está aplicado nas instalações do GEPE e disponibilizam um

total de 200 W por módulo. Na Figura 4.14 observam-se as especificações técnicas deste módulo nas *Standard Test Conditions* (STC) para um valor de radiação de 1000 W/m^2 e um valor de 25° C relativamente à temperatura ambiente.

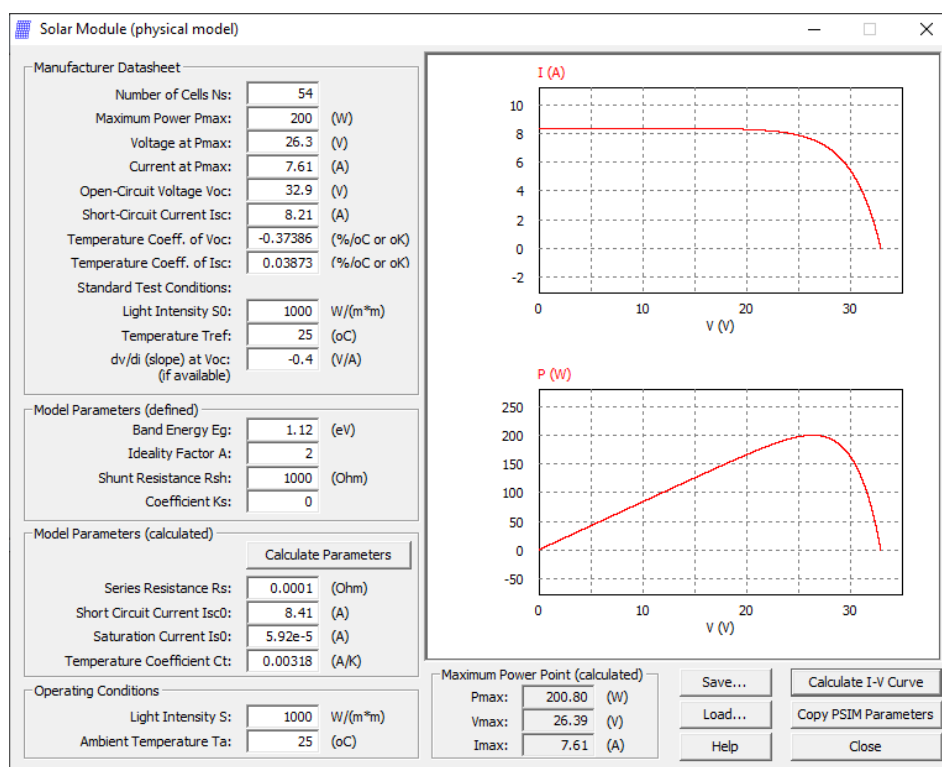


Figura 4.14. Modelo de simulação de um módulo solar KC200GHT-2.

Tendo em conta que apenas um módulo não é suficiente para satisfazer as características do projeto, dimensiona-se um conjunto de 12 módulos fotovoltaicos de forma a elevar os valores nominais da configuração. Através da própria ferramenta de simulação é possível simular tal configuração. Para tal é necessário recalcular alguns parâmetros, multiplicando os mesmos pelo número de módulos a adicionar.

A Tabela 4.1 mostra os parâmetros a calcular bem como a diferença entre uma configuração com 1 módulo e 12 módulos solares [69].

Tabela 4.1. Cálculos dos parâmetros característicos para uma instalação de 1 e 12 módulos solares

| Parâmetros | 1 Módulo Solar | 12 Módulos Solares |
|---------------------------|----------------|--------------------|
| Número de Células | 54 | 645 |
| Potência Máxima | 200 W | 2400 W |
| Tensão na Potência Máxima | 26,3 V | 315,6 V |
| Tensão de Circuito-Aberto | 32,9 V | 394,8 V |
| Curva dv/di na Voc | -0,4 | -4,8 |

Desta forma, a Figura 4.15 representa os parâmetros característicos para uma configuração de doze módulos solares KC200GHT-2 para as STC.

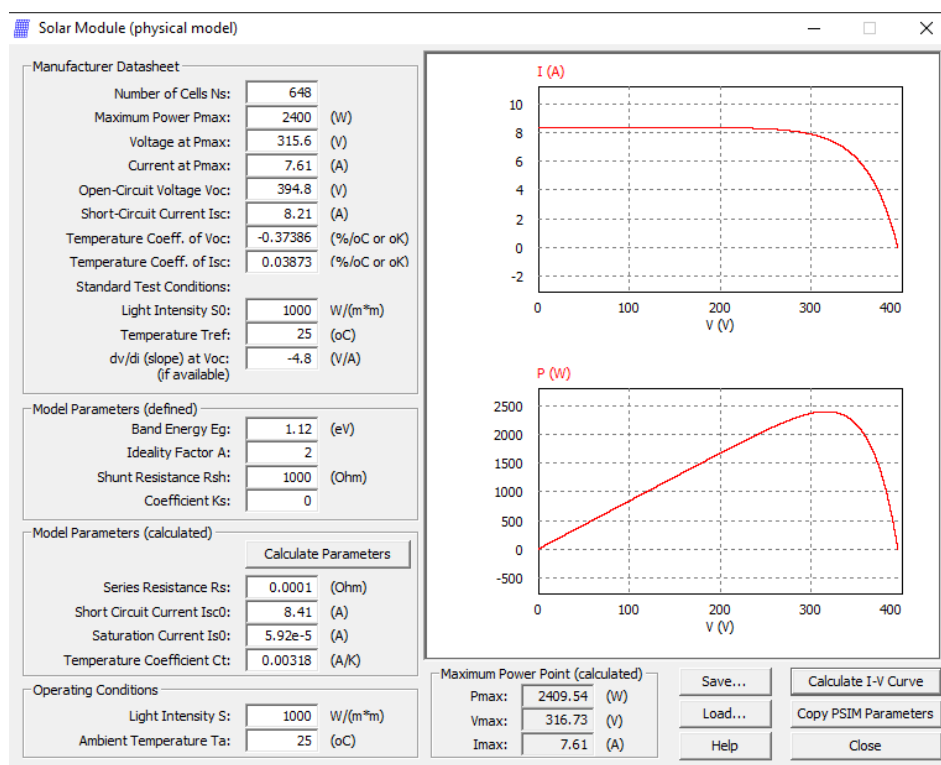


Figura 4.15. Modelo de simulação de 12 módulos solares KC200GHT-2 a 25° C.

Contudo é necessário ter em atenção que os módulos solares não operam sempre nos seus valores nominais. De forma a dimensionar o conversor de forma correta, isto é, garantir que ele cumpre a sua função de forma ótima, o mesmo é dimensionado tendo em conta uma operação não ótima dos módulos solares. Para este efeito é considerado que as células que compõem o módulo fotovoltaico, estão a operar a uma temperatura de sensivelmente 75° C:

Pelo fabricante, o desempenho deteriora-se aquando o mesmo está a operar a uma temperatura de 75°C. Nesse momento o sistema dos doze módulos produz uma tensão de 244 V bem como uma corrente de 7,39 A, resultando numa potência de cerca 1800 W. Posto isto parte-se para o dimensionamento do conversor CC-CC tipo *boost* de modo a elevar a tensão produzida para o valor mais próximo possível do Barramento CC.

4.4.2 Resultados de Simulação do Conversor CC-CC do tipo *Boost*

Parte-se para o dimensionamento dos componentes constituintes do Conversor CC-CC tendo em conta os valores que são fornecidos pelo sistema de módulos solares, a operar nas condições menos favoráveis. A Tabela 4.2 apresenta os parâmetros considerados.

Tabela 4.2. Parâmetros do conversor CC-CC tipo *boost*.

| | |
|--|---------|
| Tensão de Entrada (V_{in}) | 244 V |
| Tensão de Saída (V_{out}) | 400 V |
| Potência de Entrada (P_{in}) | 1800 W |
| Frequência de Comutação (f_c) | 100 kHz |
| Variação da Tensão de Saída (ΔV_{out}) | 2,5% |

Tendo estes valores em consideração, parte-se para o cálculo do *duty-cycle* (D) através da equação (4.5):

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \leftrightarrow \frac{400\text{ V}}{244\text{ V}} = \frac{1}{1-D} \leftrightarrow D = 0,39 \quad (4.5)$$

Não considerando as perdas, calcula-se o valor da carga (R) através da equação (4.6) tendo em conta que a potência de entrada é igual à potência de saída:

$$P = \frac{V_{OUT}^2}{R} \leftrightarrow P = \frac{400^2\text{ V}}{R} \leftrightarrow R = \frac{400^2\text{ V}}{1800\text{ W}} \leftrightarrow R = 88,89\ \Omega \quad (4.6)$$

Pretende-se que o conversor opere em modo contínuo, como referido anteriormente. A corrente na bobina define qual o estado de operação do conversor, deste modo um correto dimensionamento da mesma é crucial. Através da equação (4.7) é possível obter o valor da bobina (L) para os parâmetros pré-definidos.

$$V_L = L \frac{di}{dt} \leftrightarrow 244 = L \frac{1}{0,39 \frac{1}{100k}} \leftrightarrow L = 952\ \mu H \quad (4.7)$$

Por fim, calcula-se o valor do condensador a partir do valor de *ripple* admitido para a saída do conversor. Através da equação (4.8), calcula-se o valor do mesmo:

$$C = \frac{V_{OUT} D}{f_c \Delta V_{OUT} R} \leftrightarrow 244 = C = \frac{400\text{ V} \cdot 0,39}{100\text{ k} \cdot 10\text{ V} \cdot 88,89\ \Omega} \leftrightarrow C = 1,75\ \mu F \quad (4.8)$$

Após o dimensionamento do conversor, recorre-se à ferramenta da simulação para realizar a validação do dimensionamento e compreender o comportamento do conversor.

A Figura 4.16 apresenta o esquema elétrico do conversor, onde se aplica nos componentes os valores calculados. Tal como se observa na Figura 4.16, aplica-se uma onda quadrada à gate do semiconductor com o *duty-cycle* e frequência de comutação desejados (100 kHz). Assim é possível validar o correto funcionamento do conversor.

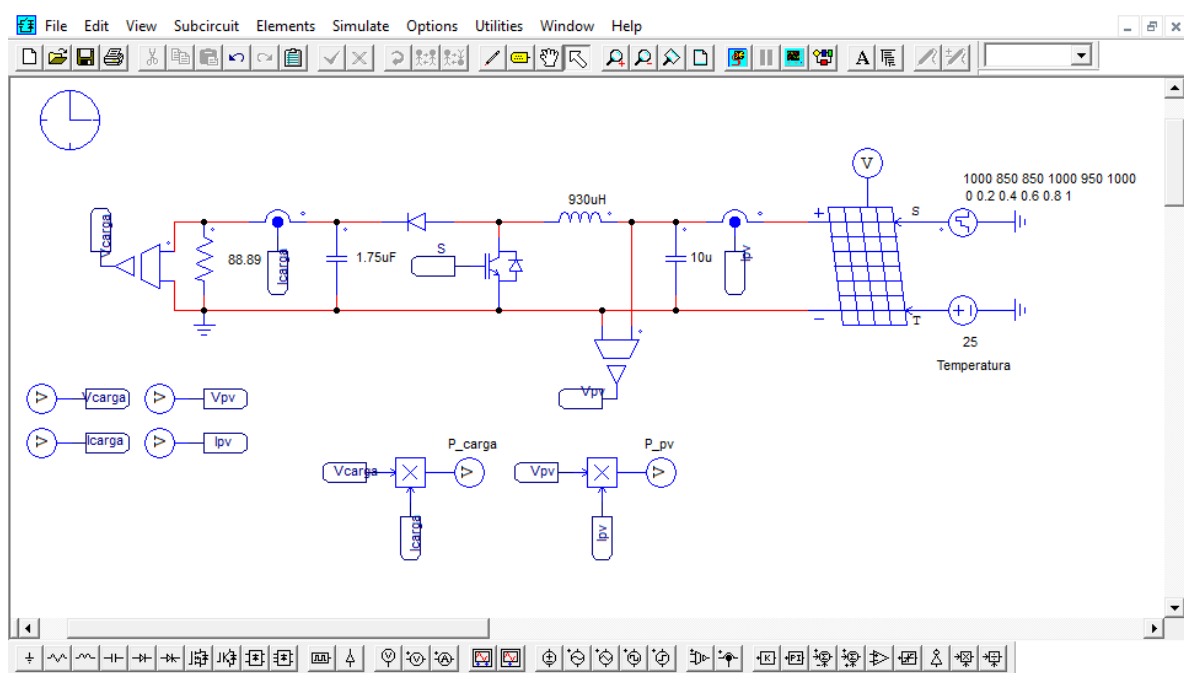


Figura 4.16. Modelo de simulação do conversor CC-CC.

Pela Figura 4.17 analisa-se que os módulos solares produzem a potência desejada, acompanhando o valor de teórico máximo dos mesmos e ainda que disponibilizam à carga toda essa potência produzida.

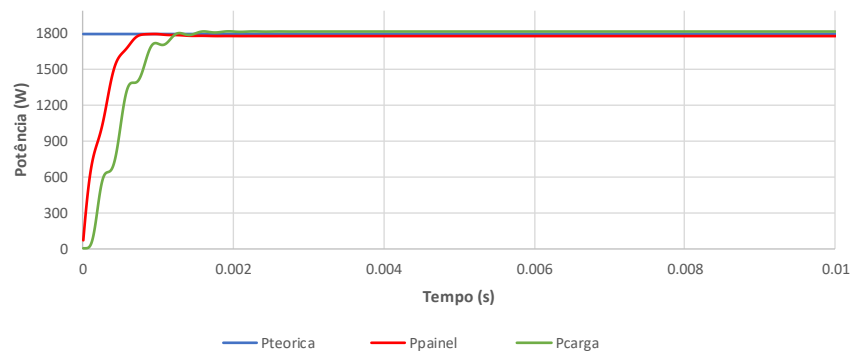


Figura 4.17. Potência de referência dos módulos solares, potência produzida pelos módulos solares e potência consumida pela carga.

A Figura 4.18 apresenta os valores de tensão e corrente produzidos pelos módulos solares a operar a uma temperatura de 75°C , é possível observar que os valores obtidos correspondem aos anteriormente dimensionados. Assim, durante a sua operação, os módulos fotovoltaicos estão a fornecer uma tensão de cerca de 250 V bem como uma corrente com sensivelmente 7 A. Consta-te assim que os módulos fotovoltaicos, estão a fornecer à carga resistiva uma potência com o valor de 1800 W.

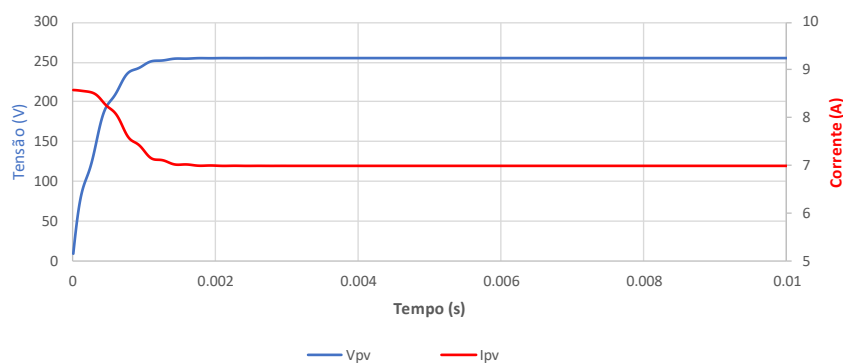


Figura 4.18. Tensão e Corrente presentes nas saídas dos módulos solares.

A Figura 4.19 valida o funcionamento do conversor CC-CC do tipo *boost*, pois este é capaz de elevar e estabilizar a tensão proveniente dos módulos solares para a tensão desejada. Observa-se a conversão dos 244 V para os 400 V tal como dimensionado.

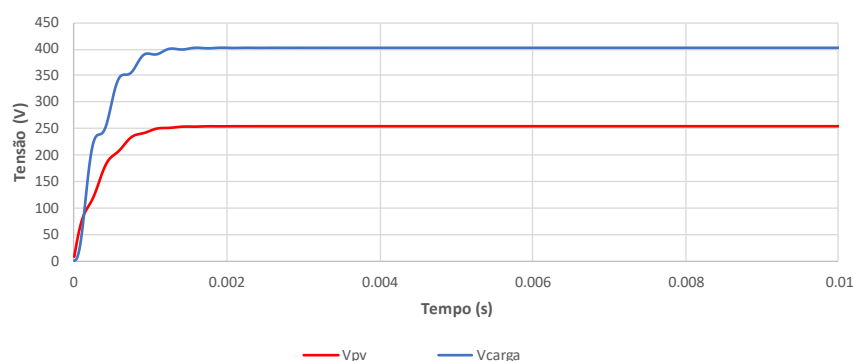


Figura 4.19. Tensão de entrada V_{pv} e tensão de saída V_{carga} , do conversor CC-CC tipo *boost*.

A Figura 4.20 apresenta o *ripple*, 14% do valor da corrente presente na bobina bem como se verifica o baixo *duty-cycle* empregue durante a operação do conversor CC-CC.

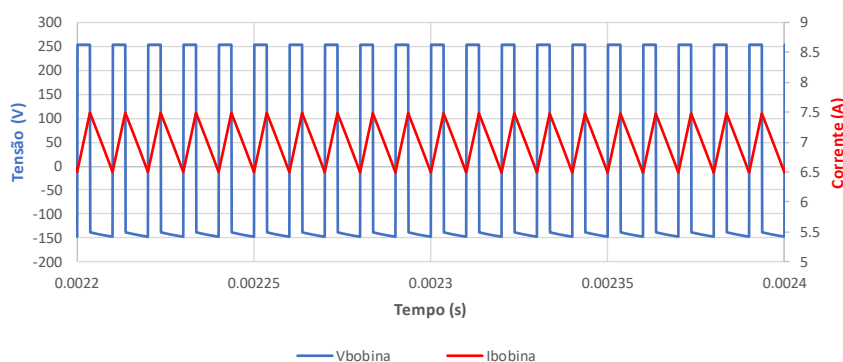


Figura 4.20. *Ripple* do valor da corrente e tensão na bobina do conversor CC-CC unidirecional.

4.4.3 Validação do Algoritmo de MPPT

Para esta dissertação, adota-se o algoritmo de MPPT denominado por Perturbação&Observação. De forma a validar corretamente a sua operação, o mesmo é testado variando as condições de operação

dos módulos fotovoltaicos. Dado que os maiores fatores de influência na potência passível de ser produzida são radiação proveniente do Sol e a temperatura de operação das próprias células, simula-se uma variação da radiação incidente. Em termos de temperatura não é realizada a variação da mesma, dado que já é considerado que os módulos fotovoltaicos estão a operar no pior cenário, isto é, as células fotovoltaicas a operar com uma temperatura de 75° C. A Figura 4.21 ilustra a simulação realizada.

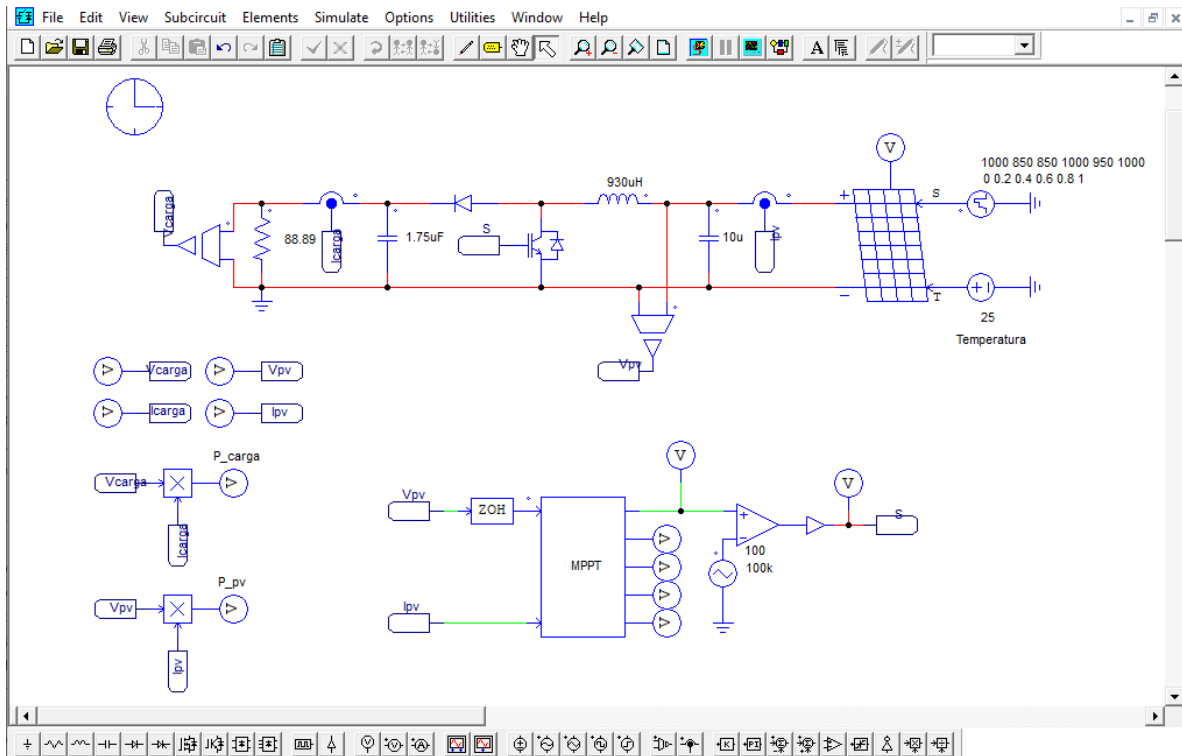


Figura 4.21. Ambiente de simulação do algoritmo de MPPT Perturbação & Observação.

O valor da radiação incidente é inicializado a 1000 W/m² e onde é aplicada uma sequência de variação de 1000-850-850-1000-950-1000 W/m² ao longo de um período de 1 segundo.

Pela Figura 4.22 é possível analisar que a os módulos fotovoltaicos acompanham a potência máxima teórica em cada instante. A variável Ppv representa a potência produzida pelos módulos fotovoltaicos e a variável Pteórica é referente à potência máxima teórica passível de ser produzida pelos módulos.

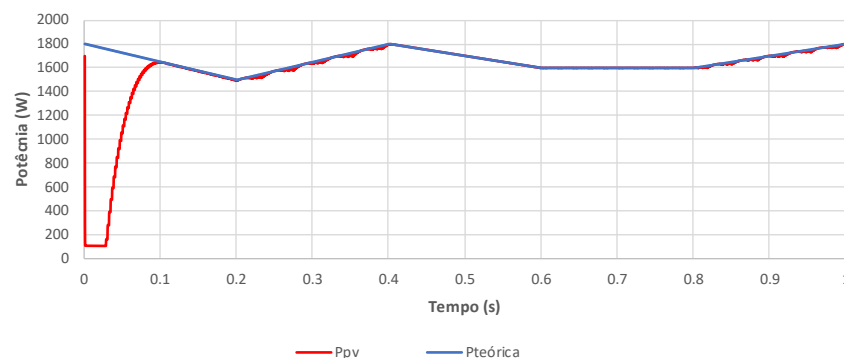


Figura 4.22. Potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos comparado com a potência máxima teórica.

Para efeitos de validação, refez-se a simulação de modo a comprovar que o MPPT opera como esperado para temperaturas de operação inferiores a 75°, ilustrado na Figura 4.23. Define-se então o valor da temperatura para 25° C e mantem-se a variação da radiação incidente. Neste valor de temperatura o valor da potência fornecida altera-se. Através do simulador é possível observar o resultado desta alteração, ilustrado na Figura 4.15.

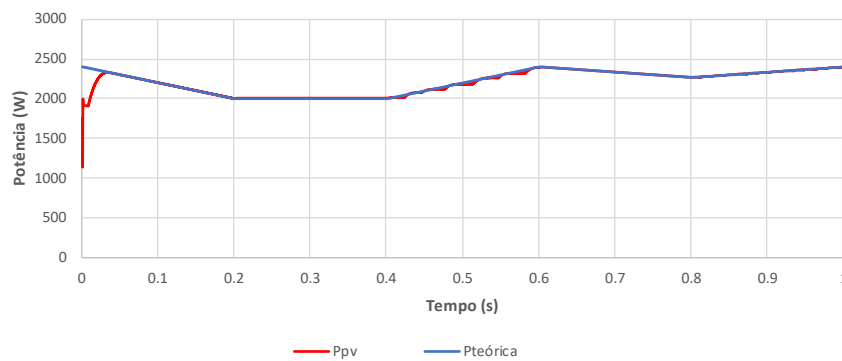


Figura 4.23. Potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos comparado com a potência máxima teórica.

Verifica-se que em ambos os casos o algoritmo de MPPT desempenha a sua função como esperado, pois a potência produzida toma os valores da potência máxima teórica. Valida-se assim o correto funcionamento do algoritmo implementado.

4.5 Modos de Operação

Como supracitado em 4.2, a topologia contempla quatro distintos modos de operação. Para além de conseguir operar isoladamente em cada modo, é também possível reorganizar os modos de operação de forma a obter combinações de modos de operação.

A operação do sistema define-se de acordo com o modo de operação do veículo elétrico, isto é, se está a operar em modo G2V ou V2G bem como da energia proveniente dos módulos fotovoltaicos, podendo estar a operar em modo R2G ou R2V. Desta forma, é necessário aplicar uma teoria de potência com o intuito de calcular as correntes de referência para a operação do sistema de acordo com os diferentes modos. Define-se então, através da equação (4.9), a potência da rede elétrica (P_{REDE}).

$$P_{REDE} = P_{CC} + P_{PV} + P_{EV} \quad (4.9)$$

Nesta equação, P_{PV} representa a potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos, P_{EV} representa a potência proveniente das baterias do veículo elétrico, positiva durante o modo G2V e negativa no modo V2G e onde P_{CC} representa a potência necessária para regular o barramento CC através de um controlador PI (tal como descrito em 4.3.2).

Pela equação (4.10) determina-se o valor eficaz da corrente da rede elétrica.

$$I_{REDE} = \frac{P_{CC} + V_{PV}I_{PV} + V_{EV}I_{EV}}{V_{REDE}} \quad (4.10)$$

Onde V_{PV} e I_{PV} se referem à tensão e corrente provenientes dos módulos fotovoltaicos e V_{EV} e I_{EV} são relativos à tensão e corrente provenientes do veículo elétrico. Tendo em conta que um dos objetivos é que o sistema opere com corrente sinusoidal, recorre-se a uma teoria de potência para esse efeito.

Tal como em [11], recorre-se a uma teoria de potência baseada na teoria *Fryze-Buchholz-Depenbrock* (FBD), onde um conversor é encarado como uma condutância [70].

Do ponto de vista da rede elétrica, o sistema pode operar como uma carga linear, consumindo corrente sinusoidal ou como uma fonte de corrente, injetando corrente sinusoidal na rede elétrica em oposição de fase com a tensão da mesma. Assim, o valor eficaz da corrente do lado da rede elétrica é definido pela equação (4.11).

$$I_{REDE} = G_G V_{REDE} \quad (4.11)$$

E onde o valor instantâneo da mesma se define pela equação (4.12), onde i_g e v_g representa respetivamente o valor instantâneo da corrente e tensão do lado da rede elétrica.

$$i_{rede} = G_G v_{rede} \quad (4.12)$$

Resolvendo a equação (4.11) em ordem à condutância e aplicando o resultado à equação (4.12), define-se a equação (4.13) para o cálculo da corrente instantânea da rede elétrica.

$$i_{rede} = \frac{I_{REDE}}{V_{REDE}} v_{rede} \quad (4.13)$$

De forma a obter a equação final que define o valor instantâneo da corrente da rede elétrica, aplicam-se os termos da equação (4.10) à equação (4.13) resultando na equação (4.14) [11] [71].

$$i_{rede} = \frac{P_{CC} + V_{PV}I_{PV} + V_{EV}I_{EV}}{V_{REDE}^2} v_{rede} \quad (4.14)$$

4.5.1 Grid-to-Vehicle

Neste modo de operação, as baterias do veículo elétrico absorvem energia diretamente da rede elétrica de forma a efetuar o carregamento das mesmas, isto é, não recorre à energia proveniente dos módulos fotovoltaicos. Neste teste considera-se que a bateria se encontra completamente descarregada e que os módulos fotovoltaicos não fornecem qualquer potência.

A Figura 4.24 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do lado da rede elétrica. É possível analisar que o conversor CC-CC bidirecional é apenas ativado no instante 0,4 s. Verifica-se assim que a corrente fornecida por parte da rede elétrica desde o instante 0 s ao instante 0,55 s é a corrente que o barramento CC necessita para carregar até aos 400 V e se manter estável nesse valor. Após o instante 0,55 s e até ao instante 1,05 s se realiza a operação do conversor CC-CC bidirecional. Verifica-se então pelo valor da corrente do lado da rede elétrica que a mesma fornece sensivelmente os 10 A requeridos para realizar o carregamento das baterias como ainda continua a fornecer a corrente necessária para manter o barramento CC carregado.

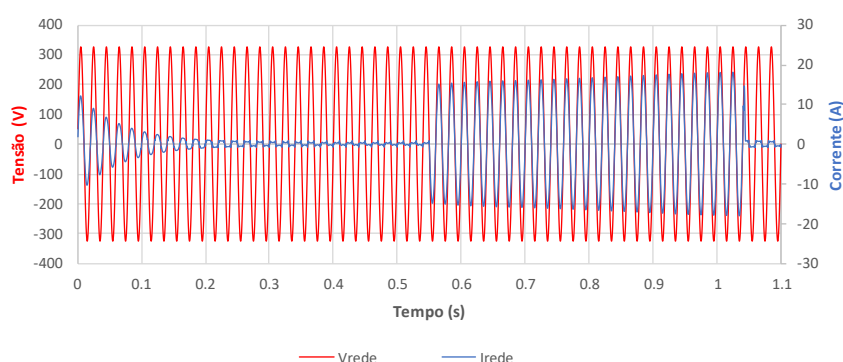


Figura 4.24. Corrente fornecida por parte da rede elétrica e corrente absorvida pelas baterias (0,55 s-1,05 s) para efetuar o carregamento aquando iniciam o carregamento.

Pela Figura 4.25 observa-se que o conversor CC-CC bidirecional absorve uma corrente de sensivelmente 10 A de forma constante, de modo a efetuar o carregamento da mesma. É ainda possível analisar o valor de tensão da mesma, que estando as baterias descarregadas apresenta um valor de 240 V no instante 0,55 s e que após a carga realizada apresenta uma tensão de 290 V no instante 1,05. Após realizada a carga das baterias, a operação do conversor CC-CC bidirecional é terminada. Verifica-se ainda o carregamento do barramento CC bem como que o mesmo se mantém estável na tensão desejada (400 V).

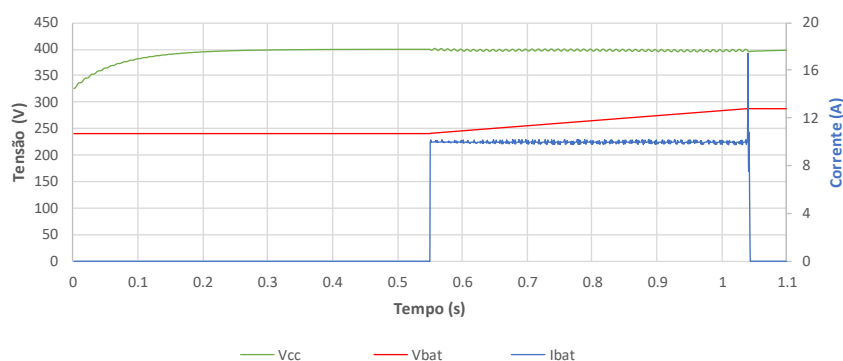


Figura 4.25. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC bidirecional e tensão do barramento CC.

4.5.2 Vehicle-to-Grid

Este modo de operação tem como objetivo devolver à rede elétrica parte da energia que está armazenada nas baterias do veículo elétrico e considera-se que os módulos fotovoltaicos não estão a disponibilizar qualquer potência. Neste teste considera-se que as baterias do veículo elétrico estão completamente carregadas. Na Figura 4.26 estão apresentadas as formas de onda da tensão e corrente do lado da rede elétrica.

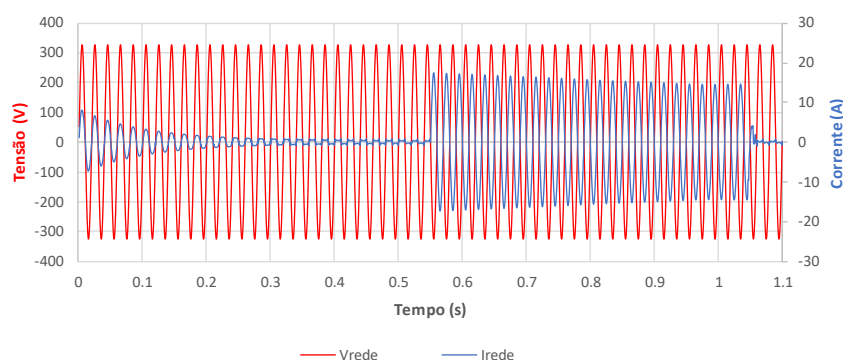


Figura 4.26. Corrente fornecida por parte da rede elétrica e corrente injetada pelas baterias aquando iniciam o descarregamento (0,55 s-1,05 s).

É possível analisar que o conversor CC-CC bidirecional é apenas ativado no instante 0,35 s. Deste modo, verifica-se que a corrente fornecida por parte da rede elétrica desde o instante 0 s ao instante 0,35 s é a corrente que o barramento CC necessita para carregar até ao valor de 400 V e se manter estável nesse mesmo valor. Após o instante 0,55 s e até ao instante 1,05 s realiza-se a operação do conversor CC-CC bidirecional, onde se verifica pelo valor da corrente do lado da rede elétrica onde a mesma absorve sensivelmente os 10 A injetados durante o descarregamento das baterias bem como se apresenta em oposição de fase com a tensão da rede elétrica. Após o instante 1,05 s a operação do conversor CC-CC bidirecional é terminada, pelo que se verifica uma queda no valor da corrente do lado da rede elétrica, apresentando um valor de corrente que ronda sensivelmente os 0 A, isto é, apresenta apenas um valor residual. Na Figura 4.27 observa-se que o conversor CC-CC bidirecional fornece uma corrente de sensivelmente 10 A de forma constante, de modo a efetuar o descarregamento da bateria. Analisa-se também o valor de tensão da mesma, que estando as baterias carregadas apresenta um valor de 290 V no instante 0,55 s e que após a descarga realizada apresenta uma tensão de 240 V no instante 1,05 s. Verifica-se ainda o carregamento do barramento CC bem como que o mesmo se mantém estável na tensão desejada (400 V).

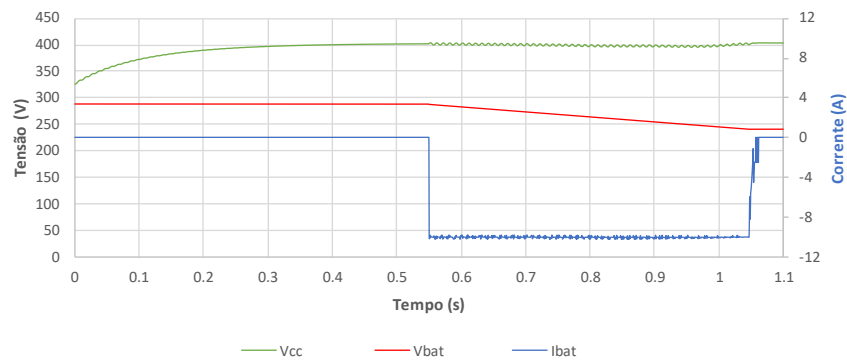


Figura 4.27. Corrente e tensão medidas no conversor CC-CC bidirecional e tensão do barramento CC.

4.5.3 Renewable-to-Grid

Neste modo de operação, a energia produzida pelos módulos fotovoltaicos é entregue à rede elétrica bem como se considera que o veículo elétrico não está conectado ao sistema, não absorvendo ou injetando energia no mesmo. Neste teste, considera-se que os módulos fotovoltaicos estão a operar nas piores condições de operação, onde se considera uma temperatura de operação das células *fotovoltaicas* de 75°C , nestas condições os módulos disponibilizam uma tensão de 240 V bem como uma corrente de 7,6 A.

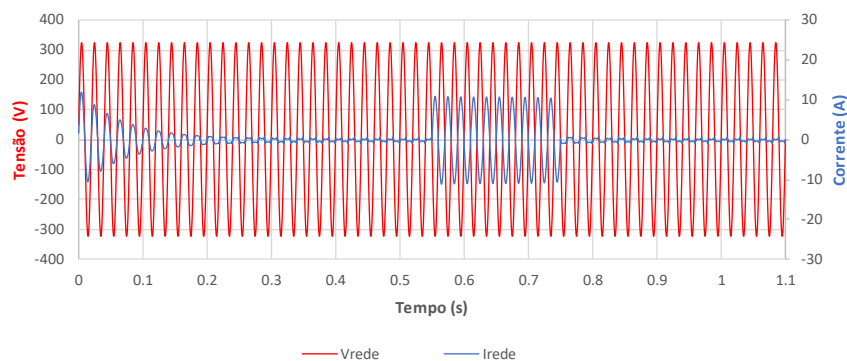


Figura 4.28. Corrente absorvida por parte da rede elétrica e corrente fornecida pelos módulos fotovoltaicos (0,55 s-0,75 s) para efetuar o carregamento.

Pela Figura 4.28 observa-se que do instante 0 s a 0,55 s o conversor CC-CC unidirecional não está a operar, pois o barramento CC está a ser carregado até aos 400 V através da rede elétrica. Observa-se que neste período de tempo, a rede elétrica fornece a corrente necessária para carregar e estabilizar o barramento CC. Após o instante 0,55 s inicia-se a operação do conversor CC-CC unidirecional, onde se verifica que começa a ser injetada, visto estar em oposição de fase com a tensão da mesma, na rede elétrica a corrente disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos. Após o instante 0,75 s a operação do conversor é terminada.

Pela Figura 4.29, observa-se que o conversor CC-CC unidirecional fornece uma corrente de sensivelmente 7,6 A de forma constante bem como uma tensão de 240 V. Verifica-se assim que é realizada a correta injeção de energia por parte dos módulos fotovoltaicos bem como que o barramento CC alcança o valor de 400 V e se mantém estabilizado nesse mesmo valor durante a operação deste modo.

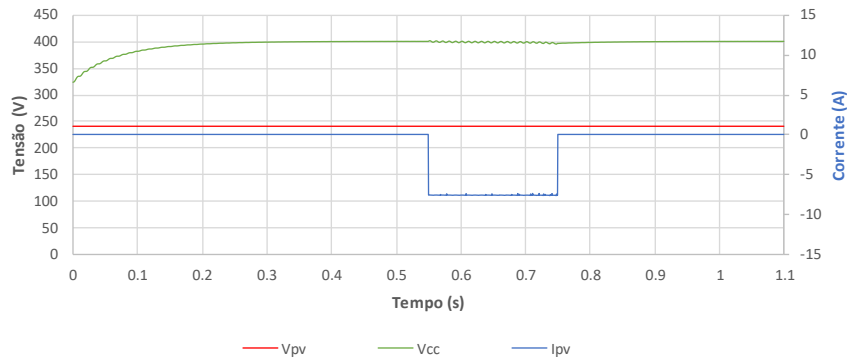


Figura 4.29. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC unidirecional e tensão do barramento CC.

4.5.4 Renewable-to-Vehicle

Este modo de operação é responsável por utilizar a energia proveniente dos módulos fotovoltaicos com a finalidade de carregar as baterias do carro elétrico, sem que este tenha de recorrer à rede elétrica para este efeito.

Neste teste, considera-se novamente que os módulos fotovoltaicos estão a operar fora da zona ótima de funcionamento, disponibilizando um valor de tensão de 240 V bem como uma corrente de 7,61 A. Considera-se também que as baterias estão completamente descarregadas, apresentando um valor de tensão de 240 V. Os módulos fotovoltaicos realizam o carregamento direto das baterias sem utilizar a rede elétrica como intermediário, tal operação é totalmente controlada pela teoria de potência anteriormente mencionada.

De forma a possibilitar o teste a tal operação considera-se que as baterias carregam, de forma controlada, com uma corrente de 7,6 A. Pela Figura 4.30 verifica-se do instante 0 s ao 0,45 s que nenhum dos conversores CC-CC está a operar e que o equipamento recorre à rede elétrica para carregar o barramento CC.

No instante 0,45 s analisa-se que apenas o conversor CC-CC bidirecional inicializa a sua operação começando a carregar as baterias e que no instante 0,55 s o conversor CC-CC unidirecional inicializa a sua operação e começa a disponibilizar a potência requerida para carregar as baterias do veículo elétrico, verificando-se também uma redução significativa no valor da corrente da rede elétrica. Após

o instante 0,85 s o conversor CC-CC unidirecional encerra as suas operações e recorre-se à rede elétrica para continuar o carregamento.

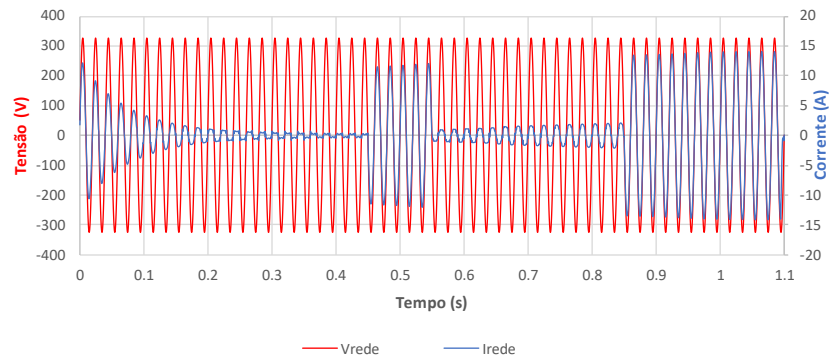


Figura 4.30. Corrente absorvida da rede elétrica por parte das baterias quando não fornecida pelos módulos fotovoltaicos (0,45 s-0,55 s) e quando fornecida pelos módulos fotovoltaicos (0,55 s-0,85 s).

Pela Figura 4.31 verifica-se que após o instante 0,45 s o conversor CC-CC bidirecional começa a absorver uma corrente de 7,6 A e inicializa o carregamento das baterias, verificando-se neste instante uma tensão de 240 V. Posto isto, observa-se o processo de carregamento que termina aquando a tensão na bateria atinge os 280 V.

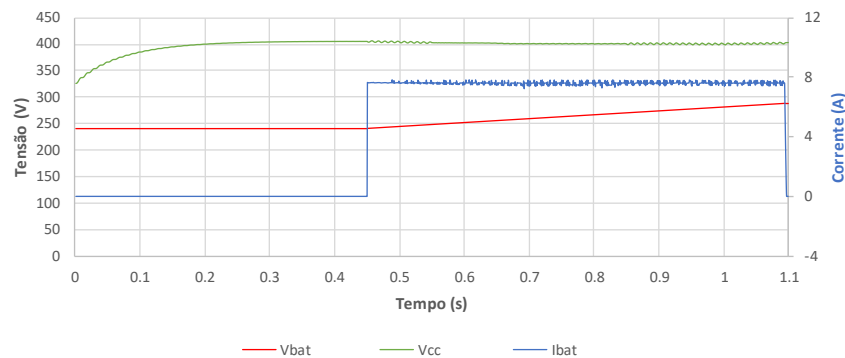


Figura 4.31. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC bidirecional aquando o carregamento e tensão do barramento CC.

Na Figura 4.32 observa-se o período de tempo em que os módulos fotovoltaicos fornecem a potência necessária ao conversor CC-CC bidirecional de forma a que este realize o carregamento das baterias. Analisa-se ainda que o barramento é carregado nos 400 V e mantém-se estável durante toda a operação deste modo de funcionamento.

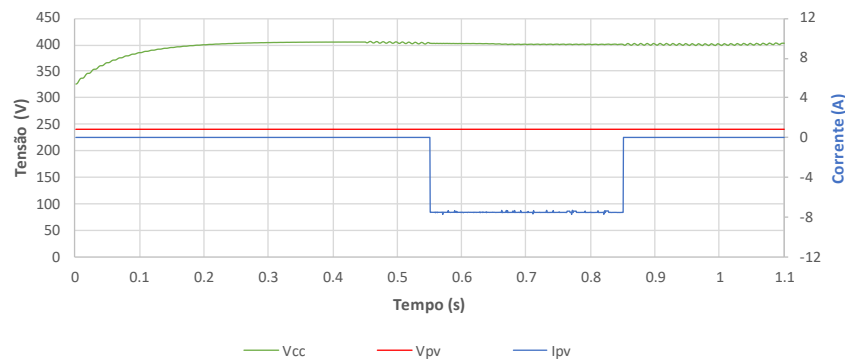


Figura 4.32. Corrente e tensão medidos no conversor CC-CC unidirecional e tensão do barramento CC.

4.5.5 Renewable-to-Grid e Vehicle-to-Grid

Neste modo de operação, a energia produzida pelos módulos fotovoltaicos é entregue à rede elétrica bem como a energia armazenada nas baterias do veículo elétrico, isto é, ambos estão a injetar na rede elétrica. Neste teste, é considerado que os módulos fotovoltaicos estão a operar nas condições STC, apresentando um valor de tensão de 315 V e uma corrente de 7,6 A. É também considerado que as baterias estão completamente carregadas, apresentando assim um valor de tensão de 280 V.

Na Figura 4.33 observa-se que do instante 0 s ao instante 0,3 s recorre-se à rede elétrica para efetuar o carregamento do barramento CC. Assim, no instante 0,3 s o conversor CC-CC bidirecional inicia a sua operação e de forma controlada fornece uma corrente de 4,5 A de forma a descarregar as baterias. Após o instante 0,4 s, o conversor CC-CC unidirecional inicia a sua operação fornecendo uma corrente de 7,6 A.

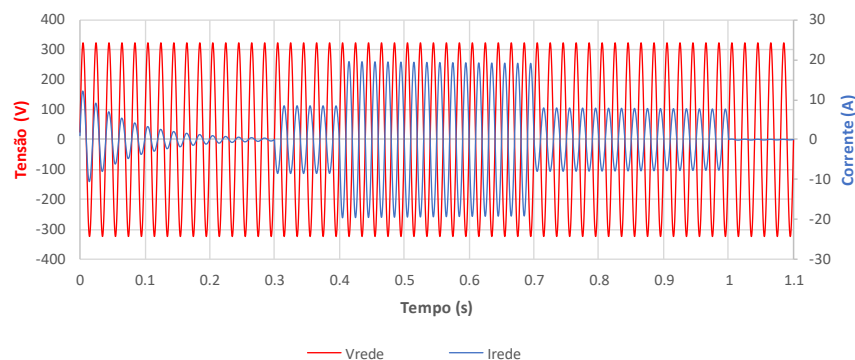


Figura 4.33. Corrente absorvida por parte da rede elétrica e corrente fornecida por parte das baterias (0,3 s-1 s) e módulos fotovoltaicos (0,4 s-0,7 s).

Pela Figura 4.34, constata-se que os módulos fotovoltaicos produzem uma potência de 1,8 kW. Observa-se ainda a tensão de 240 V e corrente de sensivelmente 7,6 A que estão a ser fornecidos pelo conversor CC-CC unidirecional.

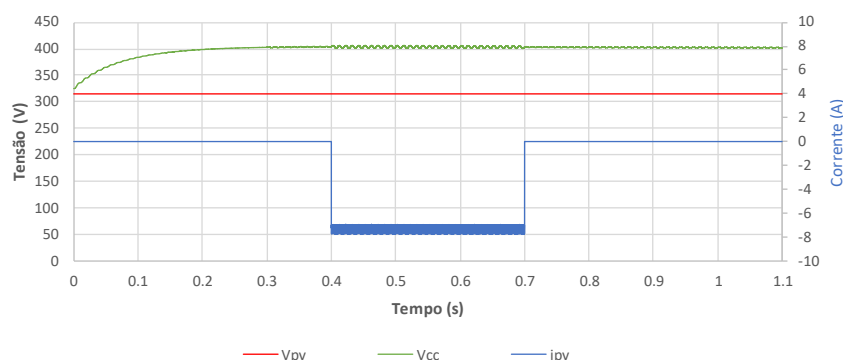


Figura 4.34. Corrente e tensão fornecidos por parte dos módulos fotovoltaicos e tensão do barramento CC.

Na Figura 4.35 apresenta-se o período de tempo de descarga das baterias, onde se realça a queda da tensão nas baterias do instante 0,3 s ao instante 1, fornecendo assim uma potência inicial de 1,4 kW.

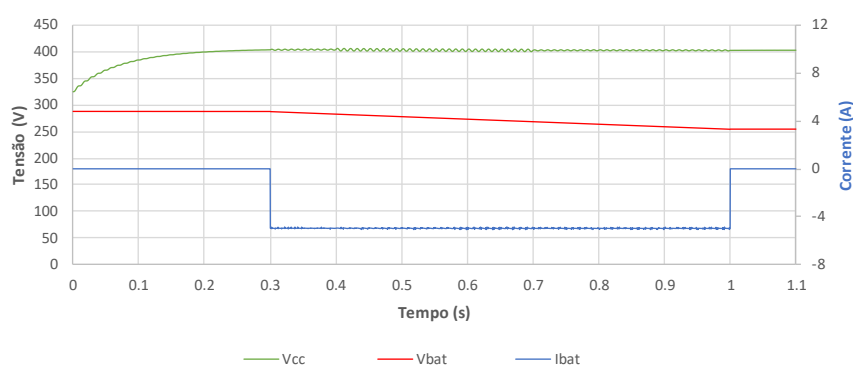


Figura 4.35. Corrente absorvida pelas baterias, tensão ao longo do processo de descarregamento e tensão medida no barramento CC.

4.6 Conclusão

Neste capítulo realizam-se as simulações computacionais com o intuito de validar os conversores e controlos implementados. É apresentado o dimensionamento do conversor CA-CC a operar em modo *Interleaved*. Após a validação do funcionamento em malha aberta é aplicado o controlo de corrente adotado. É aplicado o controlo de tensão ao barramento CC de forma a comprovar que o mesmo é capaz de alcançar e estabilizar no valor pretendido. São então apresentados os resultados de simulação para este conversor que comprovam que o mesmo se comporta como esperado. Posto isto, apresenta-se a configuração dos módulos fotovoltaicos, tirando partido da opção “*Solar Module*” que permite analisar os parâmetros característicos dos módulos, nomeadamente a curva característica entre a tensão e a corrente. O objetivo da simulação desta configuração é obter os diferentes pontos de operação dos módulos, isto é, mediante a variação dos fatores externos, compreender quais são os valores de corrente e tensão para situações de sombra parcial, baixa incidência de radiação solar e aumento da temperatura das células fotovoltaicas. Desta forma, é apresentado o dimensionamento do conversor CC-CC do tipo *Boost* responsável pela interface dos módulos fotovoltaicos. Nesta

simulação considera-se, para efeitos de dimensionamento, o pior cenário de operação por parte dos módulos fotovoltaicos de forma a garantir que o conversor consegue acompanhar estas variações. Aplica-se ainda o algoritmo adotado, de forma a validar o seu funcionamento considerando as variações dos fatores externos aos módulos fotovoltaicos, onde se valida que este cumpre a sua função corretamente. Encerra-se o capítulo com a apresentação e resultados de simulação dos modos de operação proposto. Analisa-se e simula-se individualmente cada um dos modos para efeitos de validação da topologia.

Capítulo 5

Desenvolvimento do Equipamento para *Smart Homes*

5.1 Introdução

Neste capítulo introduz-se todo o desenvolvimento físico da topologia proposta. É inicialmente descrito o desenvolvimento do hardware relativo ao andar de potência. Nesta descrição, englobam-se os componentes passivos e ativos empregues tanto no desenvolvimento do conversor CA-CC como do conversor CC-CC. Descrevem-se detalhes aplicados, como o dimensionamento das pistas dos PCB e o próprio desenho dos PCBs com o objetivo de integrar todo o sistema dentro de uma estrutura final. Posto isto, descreve-se o hardware relativo ao andar de controlo, onde se englobam os PCBs com os circuitos de *drive* e condicionamento de sinal. Denota-se que nas placas de condicionamento de sinal, além dos circuitos de condicionamento de sinal estão integrados os circuitos de comando e proteção contra valores de corrente não desejados.

5.2 Hardware de Potência

Numa primeira fase do desenvolvimento do andar de potência, implementou-se um conversor *half-bridge* com o intuito de validar certos parâmetros antes de se partir para o desenvolvimento da placa de potência principal. O primeiro objetivo passa pela validação dos semicondutores propostos para esta topologia, onde se empregou os *SiC (Silicon Carbide) MOSFET C3M0120090D* [72], que a uma temperatura de 25° C aguentam uma tensão de 900 V nos terminais *drain-source*. De forma a garantir a proteção da *gate* do semicondutor contra possíveis correntes indesejadas aplicou-se uma resistência à *gate* do mesmo. Dado que o próprio SiC conta com uma resistência interna de 16 Ω , que somando ao valor da resistência empregue na *gate* do mesmo se tona num valor ainda mais elevado. Este facto provoca um aumento no tempo de comutação do semicondutor que consequentemente aumenta as perdas de energia nas comutações levando ao sobreaquecimento do semicondutor. Desta forma, foi removida a resistência de *gate* inicialmente empregue de forma a recorrer apenas à resistência de *gate* interna do semicondutor para realizar a proteção.

Aplica-se também um diodo de *zener* de conectado entre a *gate* e a *source* do MOSFET de forma a garantir uma proteção contra sobretensões na *gate* do mesmo. Aplica-se um diodo de *zener* com uma tensão de rotura de 16 V que representa um valor ligeiramente superior à tensão necessário para realizar o disparo do semicondutor. Garante-se assim que a *gate* do semicondutor não recebe um valor superior ao mencionado.

São ainda aplicados condensadores de desacoplamento em cada braço de semicondutores. Estes condensadores axiais de polipropileno têm uma capacidade de 100 nF e são capazes de suportar tensões de até 1000 V. Possuem uma rápida atuação e estão colocados em paralelo com cada braço de semicondutores. Dado que os condensadores eletrolíticos que compõem os barramentos CC não são rápidos o suficiente para fornecer instantaneamente os valores de corrente produzidos pelo conversor durante as comutações, a aplicação destes condensadores de ação rápida em paralelo com os eletrolíticos, ajuda a colmatar essa desvantagem. Todos estes aspetos mencionados são observados na Figura 5.1.

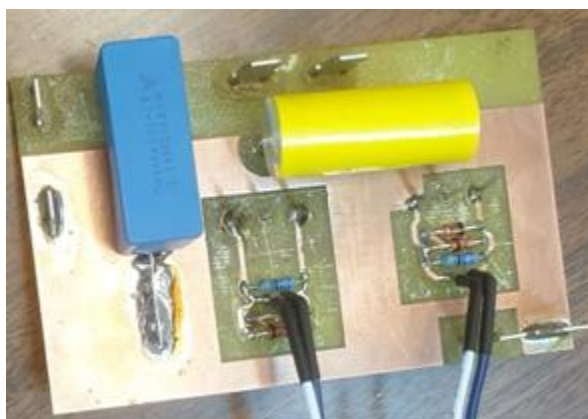


Figura 5.1. Conversor CC-CC *half-bridge* implementado.

De modo a assegurar que não se realizam comutações indesejadas é implementada uma resistência entre a *gate* e a *source* do *MOSFET*. Esta resistência tem como finalidade eliminar possíveis capacitâncias parasitas, que podem acionar o disparo de semicondutor em momentos indesejados. Esta resistência tem um efeito do tipo *pull-down*, garantido que quando o semicondutor não é comutado, a tensão na *gate* do mesmo está com um valor de 0 V.

Validou-se também o circuito de testes de *driver* desenvolvido para realizar as comutações deste conversor. O objetivo passou por compreender o comportamento do *drive* selecionado que recorre também a um circuito de *bootstrap*, de forma a alimentar os dois canais do lado secundário do integrar e gerar os sinais de comando a enviar. Dado o sucesso deste teste, ambos os componentes foram implementados nos circuitos finais.

Dado o intuito de se aplicar a técnica de retificação síncrona no conversor CC-CC tipo *boost* ao facto de o circuito de *driver* recorrer ao circuito de *bootstrap*, que obriga o uso da retificação síncrona, recorreu-se a esta placa desenvolvida para validar tal técnica. A retificação síncrona consiste na condução da corrente através semicondutor controlado ao invés de um diodo. Esta troca apresenta a vantagem de oferecer uma melhor eficiência devido à baixa potência dissipada, isto é, a queda de tensão no diodo é mais elevada do que no semicondutor controlado, rondando os 4 V de queda no diodo [73]. Esta técnica também é aplicável aos módulos solares de forma a evitar que a corrente flua no sentido inverso ao suposto em condições de sombra parcial.

No desenho desta placa teve-se em especial consideração o desenho dos planos do V_{cc} e da massa. O principal objetivo nesta consideração é reduzir o impacto gerado pelo ruído eletromagnético, revisto na literatura por *ElectroMagnetic Interference (EMI)*. Este problema surge com a rápida variação dos valores de corrente ou tensão no lado da alimentação [74]. De forma a reduzir este efeito, o plano do V_{cc} é desenhado num dos lados da placa e o plano massa é desenhado no plano oposto. Com isto, reduz-se a distancia entre estes dois caminhos e cria-se um caminho de baixa impedância bem como se evitar *loops* de massa [75]. Na Figura 5.2 encontra-se ilustrada esta solução.

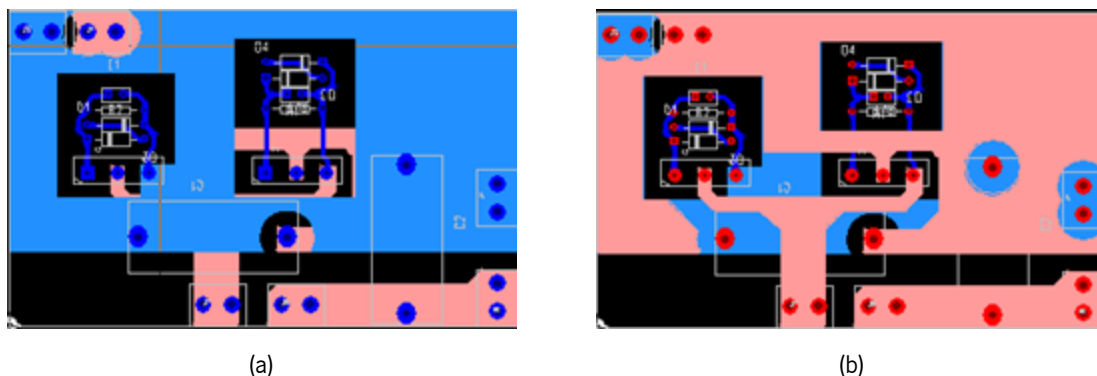


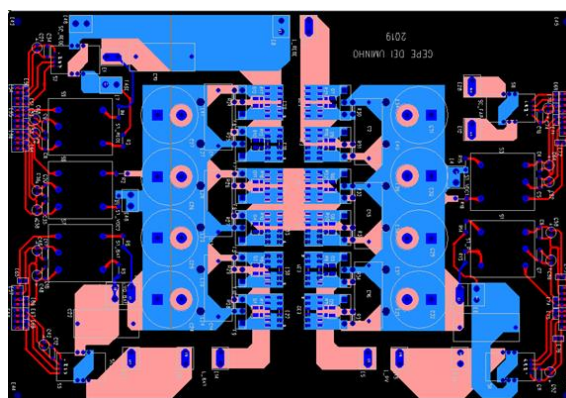
Figura 5.2. Layout do conversor CC-CC *half-bridge*. (a) Camada superior; (b) Camada inferior.

Esta placa foi então testada considerando a operação em modo *buck* conectado a uma carga resistiva de 13 Ω . Aplicou-se uma tensão de entrada de 124 V e um sinal de comando com um *duty-cycle* de 50%, gerando assim uma potência total de 310 W. Dados os resultados elevou-se a frequência de comutação para 100 kHz e posteriormente para 200 kHz, onde a qualidade do conversor se manteve.

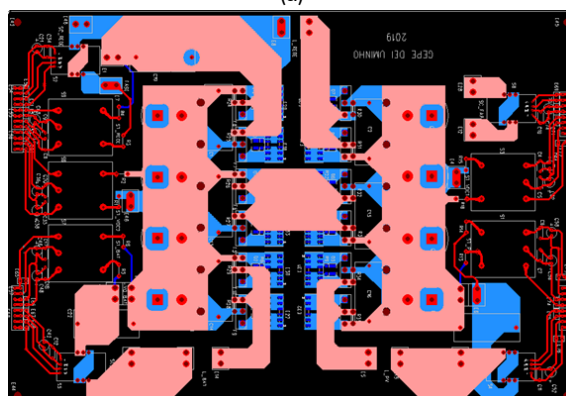
Dado que todos os pontos mencionados anteriormente foram validados, partiu-se para a implementação da primeira versão da placa responsável pelo lado da potência do sistema, tal placa foi desenvolvida nas oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial. Nesta versão, implementam-se o conversor CA-CC, que inclui dois conversores CA-CC *full-bridge* a operar em modo *interleaved* e os dois conversores CC-CC *half-bridge* onde um opera em modo *boost* e o restante em modo *buck-boost*.

Dado o desempenho do *layout* anteriormente mencionado, a placa de potência foi desenhada tendo em conta o mesmo conceito. Desta forma resulta uma placa simétrica e modular, onde um conversor CA-CC *full-bridge*, barramento CC e um conversor CC-CC *half-bridge* está aplicado ao plano superior da placa e outro conjunto igual está aplicado no plano inferior da placa, de modo a reduzir a interferência eletromagnética. Esta solução permite validar a topologia adotada, conectando os barramentos CC em paralelo através de condutores elétricos como também permite validar a topologia tradicional, supracitada em 4.2. Recorrendo ainda a um condutor elétrico para conectar os dois conversores CA-CC *full-bridge*, esta placa permite ainda validar uma topologia multinível *cascaded h-bridge*. Esta primeira versão da placa teve como finalidade validar a correta passagem da energia através dos planos desenhados segundo o *layout* anteriormente descrito. Nesta versão testou-se a correta passagem da energia em todos os conversores empregues como ainda se validou a placa de *driver* responsável pela comutação de seis semicondutores. Para esta validação dos drivers foi realmente necessário aplicar a mesma aos seis semicondutores, pois esta necessita de ter uma carga na sua saída devido ao circuito de *bootstrap*. Posto isto, a versão final desta placa foi impressa, juntamente com as placas de *driver* e condicionamento de sinal, na empresa alemã *Würth Elektronik*.

Na Figura 5.3 apresenta-se os *layouts* da camada superior e inferior da placa de potência desenvolvida.



(a)



(b)

Figura 5.3. Layout da placa de potência (a) camada superior; (b) camada inferior.

Sensores Empregues

De forma a ler os valores necessários para implementar os algoritmos de controlos, a placa conta com um total de cinco sensores de tensão e quatro sensores de corrente. Os sensores de tensão foram empregues de modo a possibilitar a leitura dos valores de tensão instantâneos da rede elétrica, dos dois barramentos CC implementados, a tensão proveniente dos módulos fotovoltaicos e da tensão proveniente do sistema de baterias. Relativamente aos sensores de corrente aplicados, estes estão empregues de forma a ler os valores instantâneos de corrente provenientes da rede elétrica, onde dada a natureza do conversor CA-CC implementado cada conversor CA-CC *full-bridge* tem o seu próprio sensor de corrente, a corrente proveniente dos módulos fotovoltaicos e a corrente proveniente do sistema de baterias.

Barramento CC

Relativamente aos barramentos CC, são constituídos por quatro condensadores eletrolíticos do fabricante *Multicomp* com a referência MCKLZ250M681N50Y. Cada um destes condensadores tem uma capacidade de 680 μF , suportam uma tensão de 250 V e possuem uma resistência série equivalente (*ESR*) de 0,294 Ω a uma temperatura de 45 °C e ainda um *ripple* máximo de corrente eficaz de 2,05 A que é multiplicado por um coeficiente de proporcionalidade de 2,5 que é referente a uma temperatura de operação de 45° C . Estes foram os condensadores selecionados devido à disponibilidade do material no laboratório do GEPE. Apesar de limitar o equipamento a nível de aplicações nacionais, permite a validação do mesmo para uma rede norte americana. Cada um dos barramentos CC é composto por quatro destes condensadores perfazendo uma capacidade total de 2720 μF . Quando os dois barramentos CC são conectados em paralelo, a capacidade total do barramento CC eleva-se para uma capacidade total de 5440 μF . Define-se assim um barramento CC de 200 V.

Bobinas Empregues

Numa primeira etapa, recorre-se às bobinas disponíveis no laboratório do GEPE para realizar o acoplamento do conversor CA-CC à rede elétrica. Pelos cálculos previamente realizado, obteve-se um valor de 500 μH para cada uma das bobinas, considerando um barramento de 400 V. No entanto, dada a alteração do valor do barramento CC para 200 V surgiu a necessidade de recalcular os valores das bobinas. Assim, aplicando a equação (4.3) obtém-se o novo valor de 250 μH por cada uma das quatro bobinas empregues neste conversor, com uma frequência resultante de 200 kHz. Foram então empregues duas bobinas de acoplamento mútuo disponibilizadas pelo GEPE. Estas bobinas apresentam um valor de 1,23 mH a 100 kHz com uma corrente de saturação de 15 A. Este

acoplamento implica que o valor total de indutância seja igual ao valor presente em cada um dos enrolamentos mais o valor da indutância mútua. Contudo, estas bobinas não se revelaram favoráveis ao sistema, pois o campo magnético implícito em cada uma não permitiu a sintetização de uma corrente em nenhum dos conversores CA-CC *full-bridge*. Assim, recorreu-se a duas bobinas de acoplamento mútuo adicionais, total de quatro bobinas de acoplamento mútuo. Desta forma, recorreu-se apenas a um dos enrolamentos de cada uma destas bobinas, que apresentam um valor de indutância de 672,29 μH a 100 kHz e de 389,5 μH a 20 kHz.

Relativamente ao conversor CC-CC tipo *boost*, recalculou-se o valor de indutância da bobina necessário para um barramento CC de 200 V. Foi então obtido o valor de 500 μH , considerando o pior caso de atuação por parte dos módulos fotovoltaicos. Foi então empregue uma bobina de núcleo de ar, que apresenta um valor de 620,3 μH a uma frequência de comutação de 20 kHz e um valor de 531,06 μH a 100 kHz. Verifica-se que esta bobina não apresenta variações bruscas no seu valor mediante a variação da frequência de comutação, ainda se realça que esta bobina de núcleo de ar apresenta a vantagem de não possuir uma corrente de saturação. Posto isto, afirma-se que esta cumpre os requisitos necessários para ser empregue no conversor CC-CC.

5.3 Sistema de Controlo Desenvolvido

Neste subcapítulo descrevem-se todos os circuitos implementados relativamente ao sistema de controlo como ainda se apresenta todo o hardware desenvolvido a empregar no sistema. São descritas as considerações relevantes no desenvolvimento do circuito de drivers, responsáveis pela interface entre o circuito de potência e os circuitos de controlo. Apresenta-se ainda o DSP utilizado para o desenvolvimento do algoritmo de controlo a aplicar nesta dissertação. Posto isto, são apresentados os sensores de tensão e corrente empregues, de modo a fornecer os valores necessários para realizar os cálculos no algoritmo. Posto isto, descrevem-se os circuitos de condicionamento de sinal de forma a condicionar os sinais de forma a serem lidos pelos ADCs como ainda se apresentam os circuitos de proteção contra valores de corrente indevidos.

5.3.1 PCB de *Drivers*

O circuito de *driver* tem como principal objetivo proporcionar uma interface entre os circuitos de controlo e o circuito de potência. Os circuitos de controlo operam com baixos valores de tensão e corrente, no entanto os circuitos de potência não verificam tal facto, podendo operar com valores de tensão e corrente bastante mais elevados, tornando a potência aqui presente bastante mais elevada

do que na parte de controlo. Torna-se então essencial criar isolamento galvânico entre as placas de *driver* e a placa de potência de forma a não provocar a destruição de material.

Recorre-se ao *ADUM3223* fabricado pela *Analog Devices* para realizar a interface dos sinais de PWM, com um valor de 5 V provenientes do DSP com as gates dos semicondutores, que necessitam de um sinal de PWM de 15 V para realizar a comutação [76].

Cada um deste circuito integrado permite acionar dois semicondutores. Devido à natureza do sistema, cada placa de *driver* contempla três *ADUM3223*, responsáveis pela comutação de uma das pontes inversores e de um dos conversores CC-CC.

Dado que cada um dos circuitos integrados *ADUM3223* realiza a comutação de um braço de semicondutores, é essencial garantir que existe uma referência de potencial isolada para cada um dos semicondutores que compõe o braço. Neste caso, o semicondutor inferior tem a sua *source* permanentemente referenciada à massa do circuito de potência, enquanto que a *source* do semicondutor superior está a flutuar, dado que ao longo das comutações, este ponto pode apresentar um valor de zero ou o valor presente no barramento CC. Assim recorre-se à fonte isolada MEJ2S1515SC da *Murata Power Solutions* [77], que possui um isolamento de 5,2 kV_{dc} e conta com uma potência de 2 W.

para efetuar a alimentação de um canal de saída do lado secundário do integrado. De forma a reduzir custos e excluir o uso de uma segunda fonte isolada para o segundo canal de saída, recorre-se a um circuito auxiliar denominado por *Bootstrap*, que faz uso da fonte isolada já aplicada e adiciona um diodo (D_{BOOT}) e uma resistência (R_{BOOT}), como apresentado na Figura 5.4.

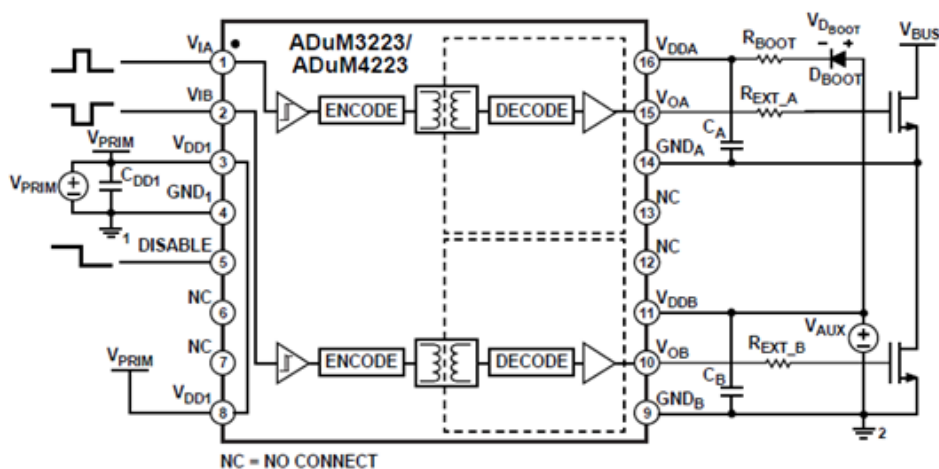


Figura 5.4. *ADUM3223* com circuito de *bootstrap* [76].

Posto isto, desenvolve-se uma placa de *driver* composta por um único *ADUM* e com o circuito de *Bootstrap* implementado, ilustrada na Figura 5.5 com o intuito de validar o funcionamento do *ADUM*

bem como o circuito aplicado, para posteriormente ser aplicada em maior escala no sistema a desenvolver.



Figura 5.5. Placa de *driver* com 1 *ADUM3223*.

Validado o correto funcionamento deste circuito de *Driver*, desenvolve-se a primeira placa de *driver*, apresentada na Figura 5.6, destinada a realizar a comutação de seis semicondutores, integrados num conversor CA-CC e um conversor CC-CC. Tanto a placa da Figura 5.5 como a da Figura 5.6 foram desenvolvidas no Departamento de Eletrónica Industrial da Universidade do Minho.

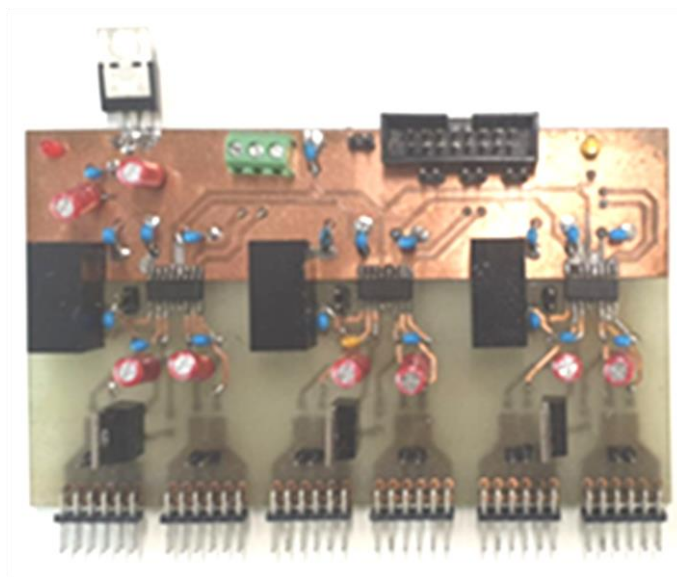


Figura 5.6. Placa de *driver* com 3 *ADUM3223*.

Após a validação da primeira versão da placa de *driver*, desenvolvem-se as duas placas de *driver*, impressas na empresa alemã *Würth Elektronik*, responsáveis pela comutação dos doze semicondutores empregues no sistema. A Figura 5.7 ilustra as duas placas aplicadas no protótipo em desenvolvimento.



Figura 5.7. Placas de *drivers* desenvolvidas.

Ambas as placas integram um terminal para a aplicação de um sinal de *disable* que é proveniente tanto do DSP como da placa de condicionamento de sinal que permite habilitar ou desabilitar as comutações em qualquer instante ou em caso de deteção de erros.

5.3.2 *Digital Signal Processor (DSP)*

De forma a garantir o funcionamento dos sensores empregues e placas desenvolvidas para o sistema, é essencial recorrer a um DSP que adquira os sinais provenientes dos sensores e realize os cálculos necessário para gerar corretamente os sinais de comando. Recorre-se assim à placa de desenvolvimento TMDSCND28335 do fabricante *Texas Instruments* onde está englobado o DSP TMS320F8335 [78] [79] que apresenta as funcionalidades aqui descritas.

- CPU de 32-bit com uma frequência de relógio máxima de 150 MHz;
- Memória *on-chip flash* 16-bit com 256 kB;
- SRAM 16-bit com 34 kB;
- Unidade de Virgula Flutuante (*Floating-Point Unit* – FPU);
- 3 Módulos SCI (*UART*);
- 1 Módulo de SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 3 Temporizadores (*Timers*) de 32-bits;
- 18 Saídas de PWM (*Pulse-Width Modulation*);
- 16 Canais de ADC de 12-bits (*Analog-to-Digital Converter*);
- 88 Pinos de uso geral (*General Purpose Input/Output - GPIO*);
- 8 Interrupções externas que podem ser associadas a GPIOs.

A placa de desenvolvimento que engloba o DSP TMS320F8335, é auxiliada através de uma placa desenvolvida pelos elementos do laboratório do GEPE. Na Figura 5.8 apresenta-se a placa auxiliar empregue. Esta placa auxiliar conta com os seguintes portos:

- Tensão de alimentação 5 V;
- -*Socket* tipo DIM para suporte da placa de desenvolvimento TMDSCND28335;
- *Socket* de 26 pinos para conexão com os ADCs externos;
- Dois *sockets* para flat cables de 10 pinos para acesso aos PWMs;
- *Socket* para *flat cables* de 14 pinos para ligação à TMDSDOCK28335 da *Texas Instruments*, que contém emulador JTAG com interface USB, permitindo o debug em tempo real do sistema;
- Ficha DB9 para comunicação série RS232;
- Ficha DB9 para comunicação SPI.

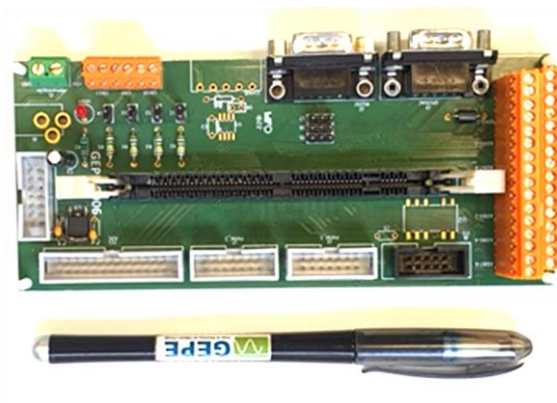


Figura 5.8. Placa de desenvolvimento do GEPE para suporte do DSP TMS320F8335.

Para o desenvolvimento do software de controlo, recorreu-se à linguagem C, que é compatível com o DSP TMS320F8335. Para este efeito, recorreu-se *Integrated Development Environment* (IDE) denominado por Code Composer Studio 8.3.0, desenvolvido e disponibilizados pela própria *Texas Instruments*. Torna-se assim possível configurar os ADCs para a leitura dos sinais provenientes dos sensores e tratados na placa de condicionamento de sinal, a configuração dos sinais de comando para o disparo dos semicondutores como ainda o desenvolvimento de todo o código necessário para a gestão do equipamento. Através da Figura 5.9 é possível analisar a estruturação do algoritmo desenvolvido para esta dissertação. Numa primeira instância inicializam-se as variáveis necessárias do sistema, o *timer* 0, ADCs, GPIOs para os PWMs e a comunicação SPI. Posto isto, é realizada a leitura dos valores presentes nos ADCs recorrendo à interrupção gerada pelo *timer* 0 a uma frequência de amostragem de 40 kHz. É então executada a função da PLL, responsável pela sincronização com a rede elétrica e em seguida é executada a função responsável pela regulação do barramento CC. Posto isto, é calculada a corrente de referência para o conversor CA-CC recorrendo à teoria FDB supracitada bem como são geradas as referências dos conversores CC-CC recorrendo a um algoritmo de MPPT e do modo de carregamento/descarregamento das baterias. Estes valores são então transmitidos à técnica de controlo de corrente, que define os valores de referência para gerar os sinais

de comando para o disparo dos semicondutores, recorrendo à modulação anteriormente definida. Este ciclo é constantemente repetido devido à atuação da interrupção.

Numa primeira instância inicializam-se as variáveis necessárias do sistema, o *timer* 0, ADCs, GPIOs para os PWMs e a comunicação SPI. Posto isto, é realizada a leitura dos valores presentes nos ADCs recorrendo à interrupção gerada pelo *timer* 0 a uma frequência de amostragem de 40 kHz. É então executada a função da PLL, responsável pela sincronização com a rede elétrica e em seguida é executada a função responsável pela regulação do barramento CC. Posto isto, é calculada a corrente de referência para o conversor CA-CC recorrendo à teoria FDB supracitada bem como são geradas as referências dos conversores CC-CC recorrendo a um algoritmo de MPPT e do modo de carregamento/descarregamento das baterias. Estes valores são então transmitidos à técnica de controlo de corrente, que define os valores de referência para gerar os sinais de comando para o disparo dos semicondutores, recorrendo à modulação anteriormente definida. Este ciclo é constantemente repetido devido à atuação da interrupção.

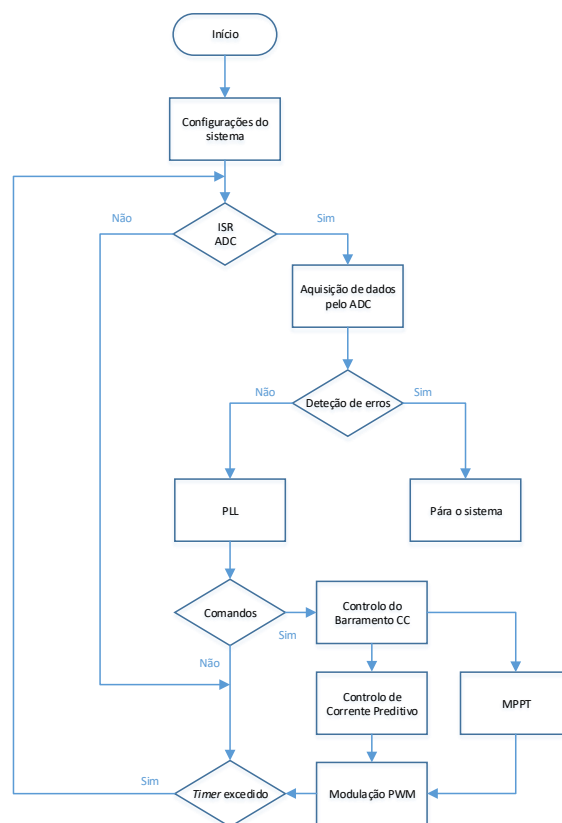


Figura 5.9. Fluxograma do algoritmo de controlo.

De forma a validar os sinais gerados digitalmente, recorre-se a uma placa de DAC (*Digital to Analog Converter*), desenvolvida também pelo laboratório do GEPE. Esta placa recorre à comunicação SPI através de um conector DB9. Conta com 8 canais com uma resolução de 12 bits cada, que são

implementados recorrendo ao integrado TLV5610 [80] do fabricante *Texas Instruments*. Recorrendo a um osciloscópio é então possível analisar os sinais gerados no DSP.

5.3.3 Sensores de Tensão

De forma a controlar corretamente o conversor CA-CC e conversor CC-CC que faz interface com os módulos fotovoltaicos, recorreu-se aos sensores de efeito de *Hall* *CYHVS5-25A* [81] do fabricante *ChenYang Technologies GmbH & Co. KG*. Este sensor é capaz de realizar medições até um valor de tensão de 2000 V de pico com uma precisão de $\pm 0,8\%$. Este sensor está ilustrado na Figura 5.10.

Este sensor garante o isolamento galvânico entre o lado primário e secundário de 2500 V durante o período de 1 minuto e pode ser empregue para realizar medições de tensão contínua e alternada. O sensor apresenta uma razão de transformação de 5000:1000, isto significa que para uma corrente no lado primário, I_p , de 5 mA no lado secundário apresenta uma corrente de saída, I_s , de 25 mA.

Posto isto, é necessário calcular a resistência do lado primário, R_I , tendo em conta o valor de tensão máximo a ser lido pelo sensor bem como o valor nominal da corrente presente no lado primário do sensor, sendo este 5 mA. Pela equação (5.1) é possível caracterizar esta relação

$$R_I = \frac{V_{MAX}}{I_p} \quad (5.1)$$

O sensor requer uma tensão de alimentação positiva de 15 V e uma alimentação negativa de -15 V e como explicado anteriormente, tem a sua saída em corrente. É então necessário o dimensionamento de uma resistência de medida para realizar a conversão deste valor para um valor de tensão, tal assunto é abordado posteriormente no subcapítulo 5.3.5. Estes sensores estão integrados na placa de potência e a sua alimentação é efetuada através das placas de condicionamento de sinal de forma a reduzir ao número de cabos como também evitar loops de massa.



Figura 5.10. Sensor de tensão *CYHVS5-25*.

5.3.4 Sensores de Corrente

Os sensores de correntes são um elemento essencial para garantir um correto funcionamento do sistema, isto é, a medição dos valores de corrente instantâneos é vital para a efetuação dos cálculos necessários por parte do sistema de controlo. Recorreu-se então aos sensores de efeito de *Hall* do fabricante *LEM* com a referência *LTSR15-NP* [82]. A Figura 5.11 ilustra o sensor empregue.



Figura 5.11. Sensor de corrente *LTSR15-NP*.

Estes sensores estão projetados para realizar medições de correntes nominais de 15 A, no entanto são capazes de realizar medições a correntes máximas e mínimas de ± 48 A. A medição feita por estes sensores recorre aos pinos laterais do sensor, onde dependendo da configuração selecionada a razão de transformação do mesmo é ajustada, o que permite uma boa gama de medição para valores de corrente mais reduzidos. O sensor, a operar a uma temperatura ambiente de 25° C apresenta uma precisão de $\pm 0,2\%$ e possui ainda isolamento galvânico entre o lado primário e secundário .

O sensor requer uma tensão de alimentação de 5 V e apresenta uma tensão de saída que oscila entre 0,5 V e 4,5 V contando com um *offset* de 2,5 V. Estes sensores estão integrados na placa de potência e a sua alimentação é realizada através das placas de condicionamento de sinal de forma a reduzir cablagem extra como também evitar *loops* de massa, tal como supracitado anteriormente.

O valor de medida, V_M , é dado pela equação (5.2), onde I_P representa o valor de corrente a medir e I_{PN} representa o valor nominal da corrente no lado primário do sensor.

$$V_M = 2,5 \pm \left(0,625 \frac{I_P}{I_{PN}} \right) \quad (5.2)$$

Para esta dissertação configurou-se os pinos laterais dos sensores para obter uma razão de transformação de 1:2 do lado primário, significando que para uma medição de 7,5 A se obtenha a gama de valores medida correspondente a uma corrente de 15 A no lado primário do sensor, isto é, a gama de valores lida é reduzida para a obtenção de uma maior sensibilidade. Aplicando a I_P o valor de 1 A e considerando o I_{PN} 7,5 A é possível obter a sensibilidade do sensor, que neste caso é 83,3 mV. Considera-se I_{PN} 7,5 A pois a corrente máxima projetada para os módulos fotovoltaicos é de 7,63

A e é considerado um valor RMS da corrente da rede elétrica de 16 A. Dado que com os valores selecionados o sensor é capaz de ler até ± 24 A e o valor de pico da corrente da rede elétrica é 22,6 A esta configuração satisfaz as condições necessárias.

5.3.5 PCB de Condicionamento de Sinal, Comando e Proteção

Os circuitos de condicionamento de sinal apresentam um papel essencial na interface entre os valores medidos pelos sensores de tensão e corrente e os ADCs internos do DSP. É necessário ajustar os sinais provenientes dos sensores de forma a compreender a gama de leitura dos ADCs, sendo esta 0 V e 3 V.

Os sensores de corrente apresentam valores de tensão positivos na sua saída, variando entre 0,5 V e 4,5 V, assim necessitam apenas do ajuste do ganho para os valores desejados. Aplica-se um divisor resistivo de forma a ajustar os valores de saída para uma gama que varia entre 0,3 V e 2,7 V de forma a garantir a integridade dos ADCs.

No entanto, os sensores de tensão, apresentam uma saída em corrente bem como valores de saída negativos. Desta forma é requerida uma resistência de medida, de forma a converter a corrente de saída num valor de tensão como ainda é exigido o somatório de um offset para anular uma saída com valores negativos. O lado secundário do sensor de tensão apresenta um valor de corrente máximo de 25 mA, assim a resistência R_m é dimensionada de forma a apresentar um valor de 3 V para um valor de corrente de 25 mA [81].

Recorrendo a um amplificador operacional é possível implementar uma montagem amplificadora somador não-inversora de modo a adequar o sinal proveniente do sensor de tensão para a gama de valores pretendida. Apesar de não se poder tratar o ganho e o offset de forma independente, apresenta a vantagem de não inverter o sinal de entrada como acontece na montagem inversora. Tal montagem está ilustrada na Figura 5.12.

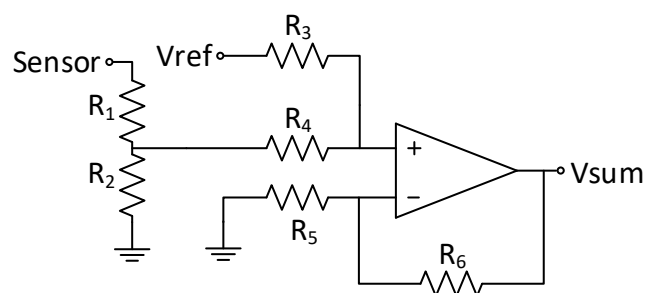


Figura 5.12. Montagem amplificadora somador não-inversora e resistência de medida.

Denota-se que esta montagem apenas é aplicada nos sensores de tensão que medem valores de tensão AC, como é o caso da rede elétrica. Dada a necessidade de somar um offset, é vital que tal valor de offset se mantenha estável nesse valor pretendido. Para este efeito recorre-se o integrado *LT1009* do fabricante *Texas Instruments* [83] que apresenta na sua saída um valor de tensão de 2,5 V com um desvio máximo deste valor de ± 5 mV. Através da equação (5.3) é possível determinar o valor de saída da montagem (V_{SUM}) descrita, considerando a tensão de entrada (V_{IN}) e o valor de referência dado pelo LT1009 (V_{REF}). De forma a facilitar os cálculos R_5 e R_6 tomam o mesmo valor.

$$V_{SUM} = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{REF} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{IN}\right) \quad (5.3)$$

Em suma, do sensor resulta uma senoide que varia entre -25 mA a 25 mA, esta é convertida através da resistência de medida numa tensão sinusoidal que oscila entre -2,5 V e 2,5 V. É então somado o valor de offset que eleva a senoide resultante para 0 V e 5 V. Posto isto é aplicado um divisor resistivo de forma a ajustar a gama de valores para 0 V e 3 V ficando assim de acordo com a gama compreendida pelo ADC.

Posto isto, e com vista a proteção dos ADCs, aplicou-se um seguidor de tensão em cada um dos circuitos de condicionamento de sinal, de forma a fornecer um caminho de alta impedância para o sinal e enviar ao DSP. Implementou-se ainda um filtro RC passa-baixo para um dos sinais condicionados de forma a filtrar analogicamente os sinais, com o objetivo de diminuir a presença de ruído que podem levar a uma leitura errada do sinal por parte do ADC. Pela equação (5.4) calcula-se a frequência de corte desejada para o filtro implementado.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.4)$$

Para além destas duas proteções referidas, aplica-se também um diodo de *zener* entre o filtro RC passa-baixo e a massa do circuito. Este diodo oferece uma proteção contra sobretensões provenientes do sinal a enviar para o ADC, visto que se o ADC receber um sinal com um valor de tensão superior a 3,3 V ele é danificado. A Figura 5.13 ilustra as proteções supracitadas.

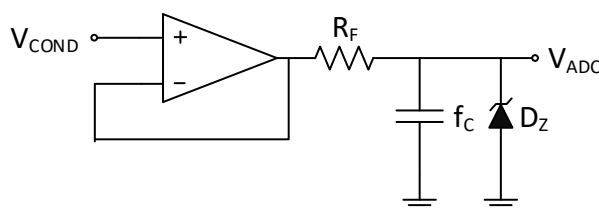


Figura 5.13. Seguidor de tensão, filtro RC passa-baixo e diodo de *zener*.

De forma a alimentar a placa de condicionamento de sinal e todos os componentes englobados, recorre-se a um regulador de tensão de tensão para fazer a conversão dos 15 V provenientes da fonte auxiliar para uma tensão de 5 V. O valor de tensão de 5 V é responsável pela alimentação dos LEDs de sinalização e das portas lógicas OR e janela limitador que recorre a comparadores, isto é, nos circuitos de comando e proteção. Já o valor de tensão de 15 V é aplicado para realizar a alimentação dos amplificadores operacionais.

De forma a não danificar os circuitos devido a sobrecorrentes, implementa-se um mecanismo de deteção e memorização de erros que consiste num comparador em janela, onde se recorre a um circuito integrado *LM339* [84] e um *NE555* do fabricante *Texas Instruments* [85]. O comparador em janela recorre a dois comparadores de forma estabelecer um limite superior e inferior. Este circuito permite estabelecer um valor lógico alto na sua saída quando a tensão aplicada ao mesmo se encontra dentro dos limites da janela estabelecida, e um valor lógico baixo quando esta não se encontra dentro dos limites definidos. O limite superior, denominado por *Upper Trip Point* - UTP, e inferior, denominado por *Lower Tripp Point* – LTP, estabelecem-se através de divisores resistivos à entrada do terminal positivo, no caso do UTP e do terminal negativo no caso do LTP. Devido ao facto de que as saídas do integrado *LM339* são em coletor aberto, é possível curto-circuitar as saídas dos comparadores e gerar um único sinal de saída, operado como um AND lógico, isto é, é apenas necessários que um dos limites não seja respeitado para a saída apresentar um valor lógico baixo. No caso de a saída apresentar valor lógico alto, é necessário recorrer a uma resistência de *pull-up* para estabelecer esse valor. Este circuito está ilustrado na Figura 5.14.

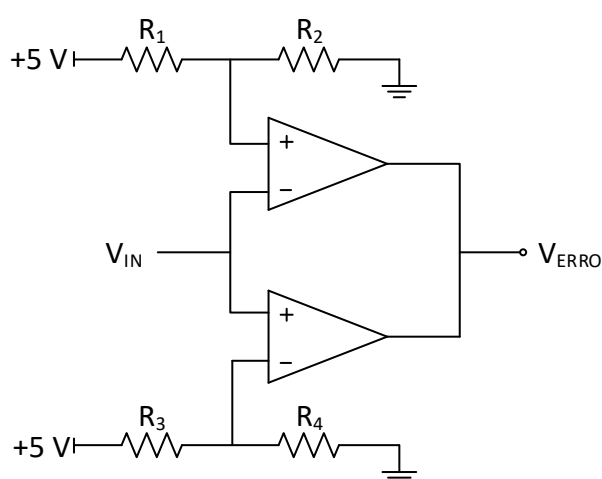


Figura 5.14. Circuito comparador em janela.

O valor de saída do comparador em janela é enviado para o *NE555*. Este integrado opera como um memorizador, o que permite gerar um sinal de *disable/enable* dependendo do valor lógico do sinal que recebe da janela comparadora, tal sinal é enviado para as placas de *driver*, que possuem uma

entrada de habilitação, de forma a desabilitar as comutações e proteger os semicondutores de potência como também a integridade dos circuitos. Assim, caso o *NE555* receba um sinal de erro, altera o valor lógico da sua saída e mantém a sua saída inalterada, independentemente de o sinal de erro se modificar ou não, até receber um pulso de *reset* que reverte o valor lógico da saída para o estado inicial. De forma a ser perceptível ao utilizador de detetar a existência de erros, adicionaram-se dois LEDs para esse efeito. Caso o *NE555* devolva um valor lógico alto, um LED amarelo com o seu cátodo conectado à massa acende, sinalizando a existência de um erro. No caso de devolver um valor lógico baixo, acende um LED verde que tem o seu ânodo conectado aos 5V, sinalizando que não existem erros na placa. A Figura 5.15 ilustra estes circuitos implementados no *PADS Logic*.

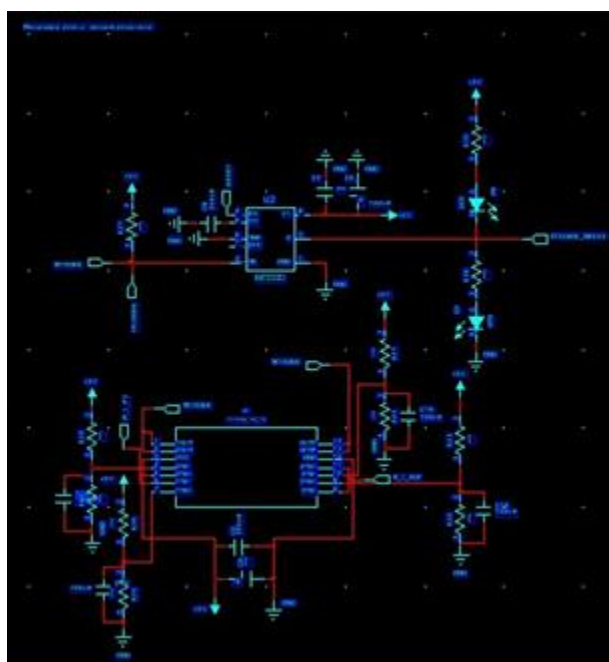


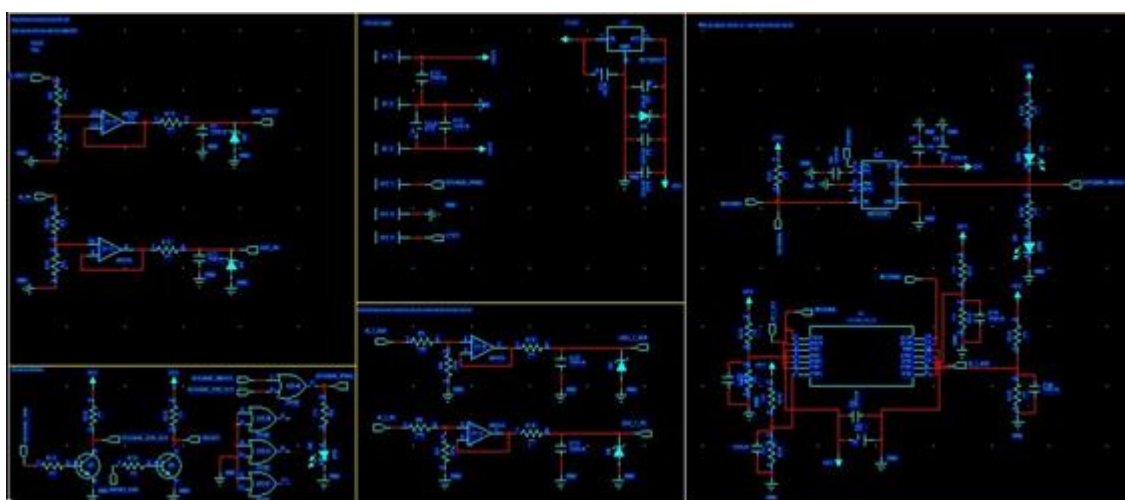
Figura 5.15. Circuito comparador em janela e circuito memorizador de erro.

A Figura 5.16 ilustra as duas placas desenvolvidas para o condicionamento de sinal que englobam também os circuitos de comando e proteção.

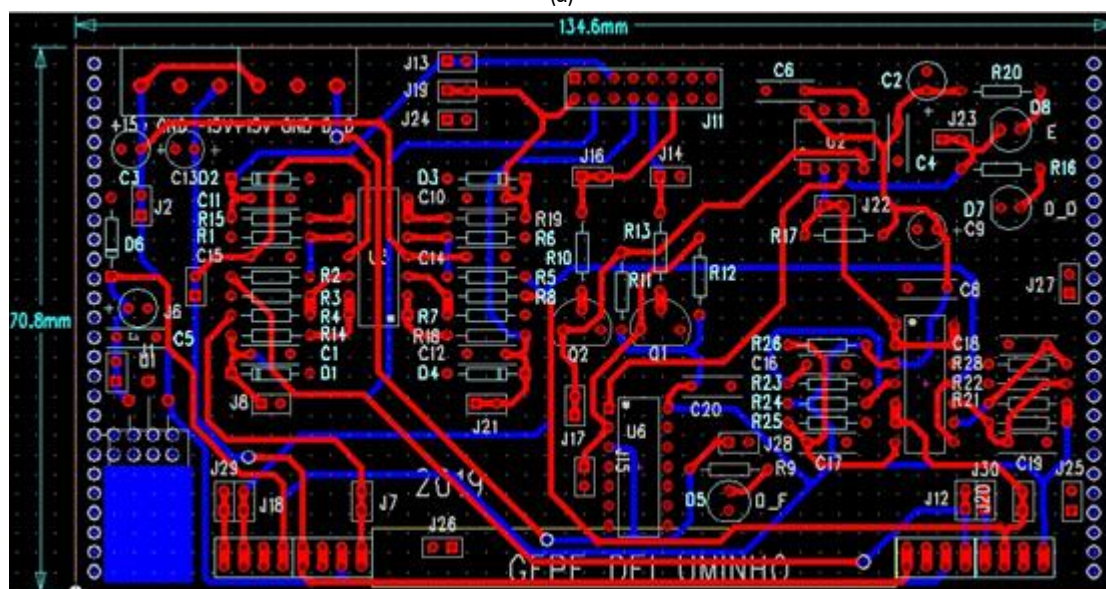


Figura 5.16. Placas de condicionamento de sinal, comando e proteção.

Aproveitando o baixo consumo de corrente destes circuitos, soldou-se o regulador de tensão diretamente na placa, aproveitando a área da mesma para realizar a dissipação do calor. Aplicaram-se também vários furos metalizados nas laterais da placa de forma a dissipar o calor para o ar, denota-se ainda que ambas as placas têm um plano de massa no plano inferior e superior, o que representa uma vasta área para a dissipação de calor. Desta forma dispensa-se o uso de um dissipador exclusivo para o regulador de tensão e recorre-se à própria placa para esse efeito. Na Figura 5.17 é possível observar o esquema e layout da placa de condicionamento de sinal desenvolvida para o lado do conversor CA-CC *full-bridge* e conversor CC-CC que realiza interface com os módulos fotovoltaicos.



(a)



(b)

Figura 5.17. Placas de condicionamento de sinal, comando e proteção.

5.4 Integração do Hardware Desenvolvido

Todos os *layouts* das placas desenvolvidas, desenvolveram-se com o objetivo de projetar um equipamento o mais compacto possível. Desta forma definiu-se que, em termos de placas, as dimensões horizontais do equipamento são definidas pela placa de potência e todas as outras placas fazem a sua conexão à placa de potência com uma orientação vertical. Para este efeito, tanto as placas de *driver* como as placas de condicionamento de sinal, comando e proteção recorrem a conetores *right-angle* com um ângulo de curvatura de 90°. Assim reduz-se o número de condutores elétricos empregues, que consequentemente leva a uma diminuição de ruído. Através desta conexão, as placas de *driver* enviam os sinais de comando diretamente aos semicondutores. Relativamente às placas de condicionamento de sinal, estas obtêm os valores lidos pelos sensores através desta ligação como também fornecem a alimentação necessárias aos mesmos. Na Figura 5.18 visualizam-se as placas de *driver* localizadas no centro da placa, e as placas de condicionamento de sinal nas extremidades da placa de potência. Realça-se ainda que nesta figura a placa de potência ainda não tem os semicondutores embutidos nem o dissipador associado.

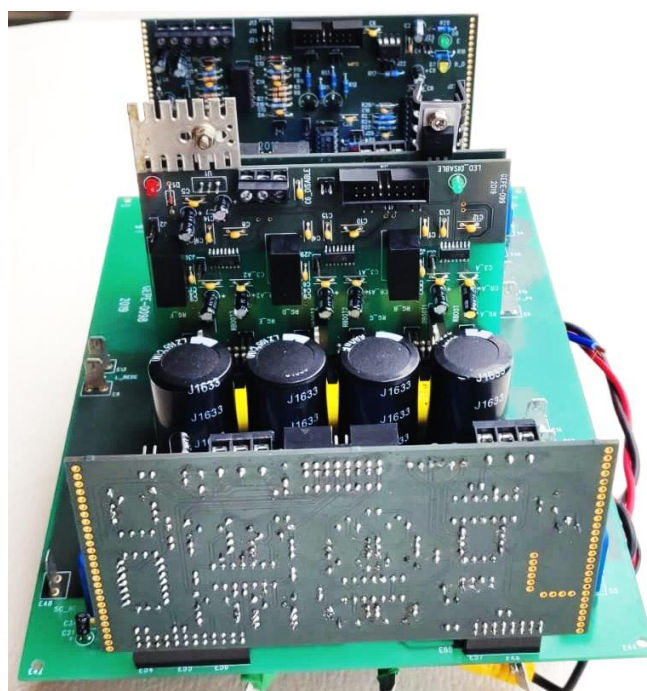


Figura 5.18. Placas de condicionamento de sinal, *drivers* com orientação vertical.

A alimentação das placas de *driver* bem como das de condicionamento de sinal, é realizada recorrendo a uma fonte auxiliar do fabricante *Traco Power* com a referência *TXL 035-1515D*. Esta fonte auxiliar é um conversor CA-CC que recorrendo à rede elétrica fornece duas saídas distintas, uma para +15 V e outra de -15 V. As placas de condicionamentos de sinal e a *board* onde o DSP está embutido, são diretamente alimentadas pela fonte auxiliar.

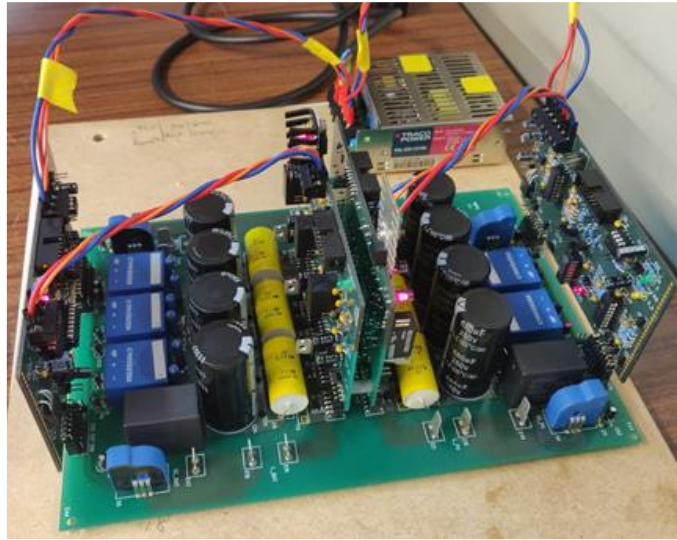


Figura 5.19. Alimentações em ligação de estrela.

No entanto, as placas de *driver* são alimentadas a partir das placas de condicionamento de sinal. Esta configuração representa uma ligação de massa em estrela, isto é, a base da estrela situa-se na fonte auxiliar que alimenta diretamente as placas referidas, e a partir desta, recorrendo a condutores elétricos alimentam-se as de *driver*, criando duas novas bases de estrela nas placas de condicionamento de sinal. Tal configuração é apresentada na Figura 5.19. Esta configuração permite reduzir o impacto do EMI criado pelos condutores elétricos como ainda permite evitar *loops* de massa que criam ainda mais ruído nas placas empregues [86].

Apresenta-se na Figura 5.20 o equipamento com todos os seus elementos constituintes, bem como todos os fios condutores necessários de modo a conectar corretamente todos os elementos do sistema entre si.

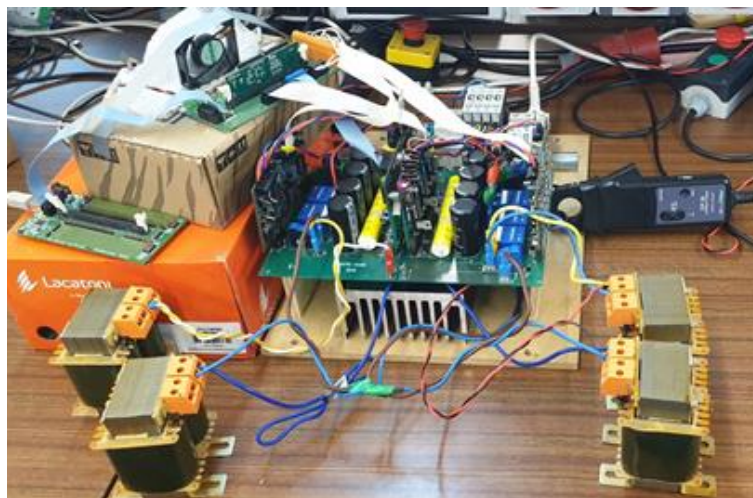


Figura 5.20. Equipamento desenvolvido sem proteção.

Na Figura 5.21 apresenta-se o mesmo equipamento, mas com uma proteção metálica aplicada por cima das placas desenvolvidas de forma a proteger as mesmas contra fatores externos.

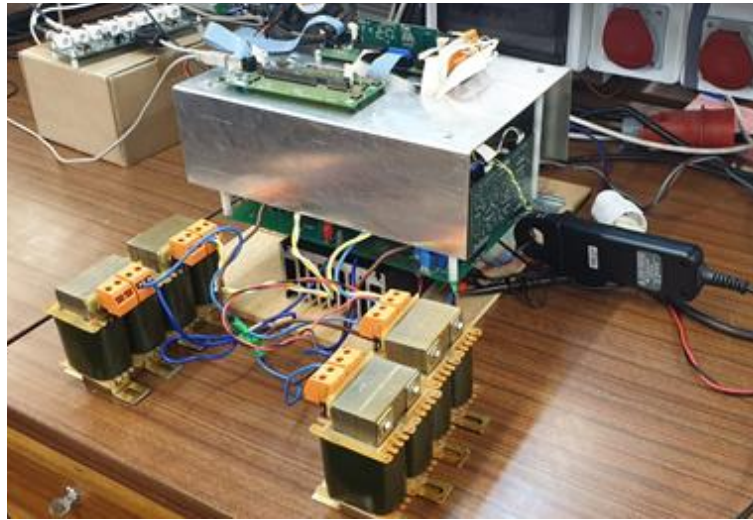


Figura 5.21. Equipamento desenvolvido com proteção

5.5 Conclusão

Apresenta-se neste capítulo o resultado final de todas as placas desenvolvidas. É descrito e identificado o lado de potência que realiza a interface com a rede elétrica, módulos fotovoltaicos e o veículo elétrico bem como os componentes envolvidos em cada um deles. Quanto às placas de controlo é apresentado o circuito de *drivers*, que recorre a um circuito auxiliar de *bootstrap* de forma economizar fontes de alimentação adicionais.

São também descritos os aspetos essenciais implementados para realizar a proteção dos ADCs do DSP, nomeadamente a implementação de filtros RC e *buffers*. Relativamente aos sensores, é apresentado o dimensionamento do mesmo, isto é, a sua linearização. É aplicado uma proteção contra os valores de corrente indesejados, de forma a não danificar os circuitos implementados.

A fim de proteger os semicondutores de potência, é apresentado o dimensionamento do circuito de comando. Este circuito de comando permite habilitar e desabilitar as comutações. Tal circuito, mostra-se bastante útil pois evita a destruição dos componentes.

Ainda se denota a modularidade da placa de potência desenvolvida que permite validar diferentes topologias num trabalho futuro.

Capítulo 6

Resultados Experimentais do Equipamento Desenvolvido

6.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se os resultados obtidos nos ensaios experimentais realizados aos conversores propostos. Numa primeira etapa, realizaram-se ensaios individuais aos conversores em malha aberta permitindo validar o correto funcionamento dos mesmos. Após esta validação, são apresentados os resultados dos ensaios individuais, mas desta vez com o algoritmo de controlo aplicado aos mesmos. Os resultados obtidos permitem analisar se estes algoritmos, nomeadamente o controlo de corrente preditivo, controlo PI aplicado ao barramento CC e algoritmo de MPPT, se comportam como esperado, tendo em conta que foram anteriormente simulados. Analisaram-se também os resultados obtidos aquando a injeção de energia para a rede elétrica como também aquando da absorção de energia por parte de uma dada carga. Posto isto, parte-se para a apresentação dos resultados obtido no âmbito dos modos de operação. É aplicada a teoria de potência responsável pela gestão da troca de energia entre os conversores e são então apresentados os resultados dos modos de operação G2V, V2G, R2G e R2V.

6.2 Resultados do Conversor CA-CC *Interleaved*

No decorrer dos testes experimentais, devidos a problemas que surgiram durante os ensaios, nomeadamente com o desempenho dos *drivers*, os semicondutores inicialmente empregues foram alterados para IGBTs do fabricante *Fairchild* com a referência FGA25N120ANTD. Estes semicondutores aguentam uma tensão de 1200 V aos seus terminais bem como uma corrente de 25 A. Estes semicondutores foram empregues antes de se inicializar o controlo do barramento CC. De forma a simplificar a análise dos resultados apresentados ao longo do capítulo, e dado o facto de se recorrer sempre a um osciloscópio de 4 canais, considera-se que:

Num primeiro ensaio foi aplicado ao barramento CC uma tensão constante de 60 V, recorrendo a uma fonte de alimentação e aplicou-se à saída uma carga resistiva de 26 Ω . A Figura 6.1 apresenta a tensão à saída do conversor CA-CC, analisado no CH1, onde se verificam os três níveis de tensão

gerados através da modulação SPWM Unipolar. Analisa-se ainda, no CH2, a forma de corrente sintetizada pelo conversor. Na Figura 6.2 é apresentada a forma d onda da corrente da saída do conversor CA-CC bem como é apresentado o *ripple* da mesma. Aplicou-se uma frequência de comutação de 20 kHz e é possível verificar a operação em modo *interleaved* pela através da escala de tempo, onde um período corresponde a 25 μ s.

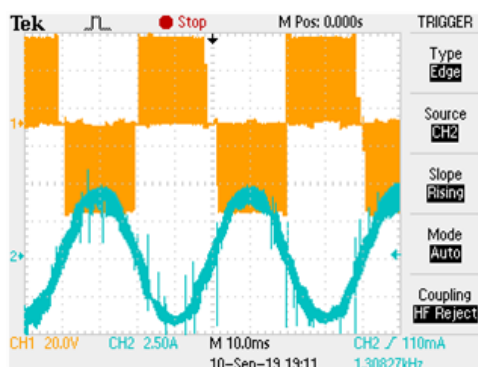
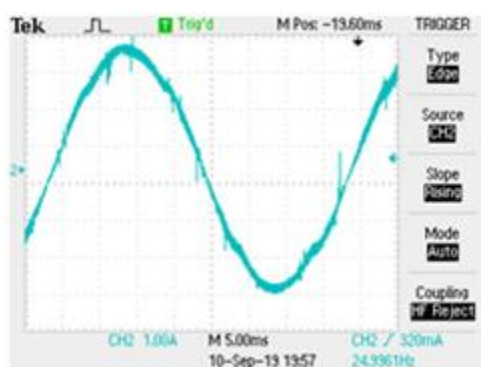
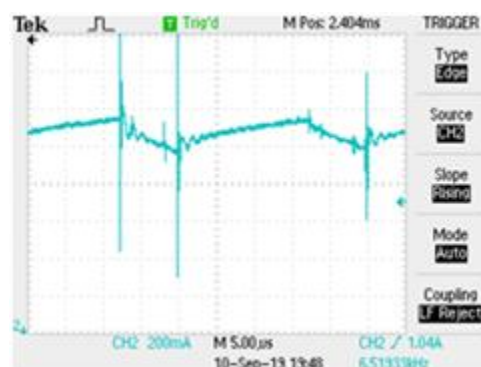


Figura 6.1. Corrente do lado da rede elétrica (CH2) e tensão à saída conversor CA-CC (CH1).



(a)



(b)

Figura 6.2. Corrente de saída do conversor CA-CC: (a) corrente sintetizada; (b) *ripple* da corrente sintetizada.

Numa segunda etapa validou-se o funcionamento do conversor CA-CC para as mesmas condições de carga e tensão, onde apenas se elevou a frequência de comutação para um valor de 40 kHz, resultado ilustrado na Figura 6.3.

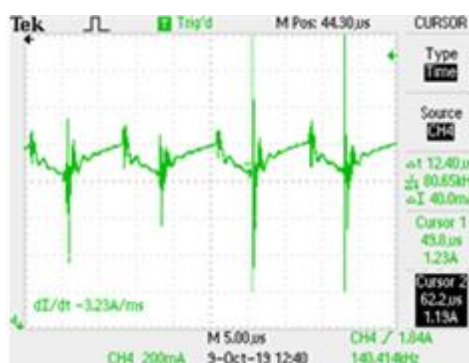


Figura 6.3. Corrente de saída do conversor CA-CC para uma frequência de comutação de 40 kHz

Valida-se assim a operação em modo *interleaved* através da análise da frequência resultante que é o dobro da frequência de comutação, 80 kHz.

6.2.1 Controlo de Corrente Preditivo

De forma a validar o correto funcionamento do controlo de corrente preditivo, aplicou-se uma corrente de referência com 1 A de pico a cada um dos conversores CACC, uma tensão de 30 V ao barramento CC recorrendo a uma fonte de alimentação como também se empregou uma carga resistiva de 13 Ω à saída do conversor CA-CC. Na Figura 6.4 (a) é possível analisar as correntes sintetizadas por cada um dos conversores CA-CC *full-bridge*, onde cada uma destas correntes apresenta um valor de pico de 1 A. Na Figura 6.4 (b) observa-se a corrente resultante da soma das duas correntes individuais, que resulta numa corrente com 2 A de pico. Denota-se que a frequência de comutação aplicada foi de 20 kHz.

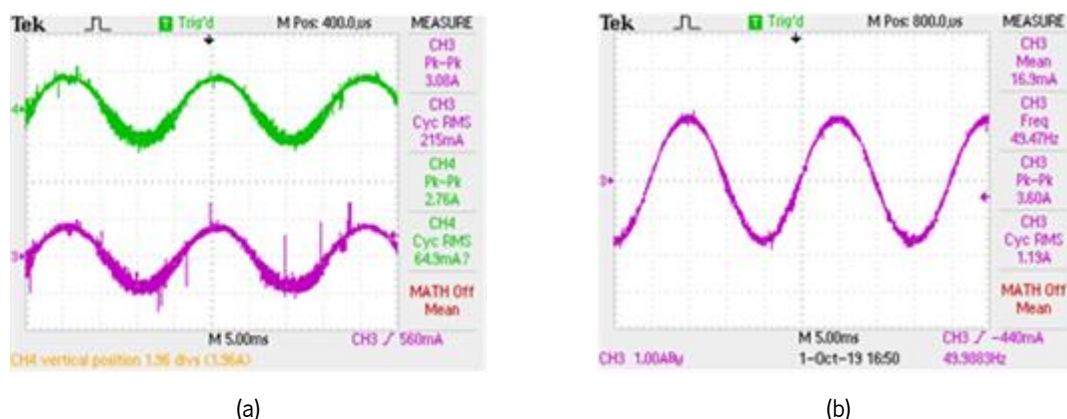


Figura 6.4. Corrente no conversor CA-CC: (a) corrente sintetizada em cada conversor CA-CC *full-bridge*; (b) corrente resultante.

A Figura 6.5 ilustra o *ripple* da corrente de saída do conversor CA-CC onde é possível verificar a atuação do modo *interleaved* dado que o *ripple* da corrente apresenta uma frequência resultante de 40 kHz.

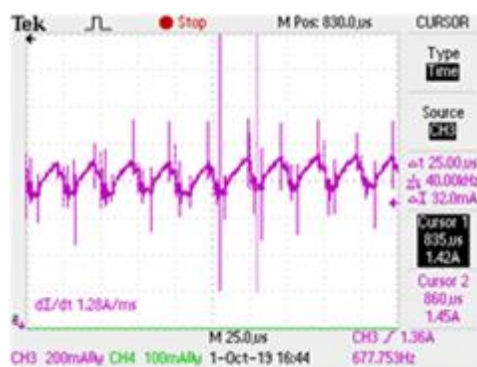


Figura 6.5. *Ripple* da corrente de saída do conversor CA-CC com uma frequência resultante de 40 kHz.

Numa segunda fase, elevou-se a tensão fornecida ao barramento CC pela fonte de alimentação para 60 V, aplicou-se uma carga de 26 Ω e uma frequência de comutação de 40 kHz. Elevou-se ainda a

corrente de referência para 2 A de pico em cada um dos conversores CA-CC. Através da Figura 6.6. (a) é possível observar a corrente de saída do conversor CA-CC, resultante da soma das duas correntes individuais, que resulta numa corrente com 4 A de pico. Na Figura 6.6 (b) é possível analisar o *ripple* presente nessa corrente. Através da frequência resultante apresentada no *ripple* corrente, 80 kHz, é possível validar a operação do modo *interleaved*.

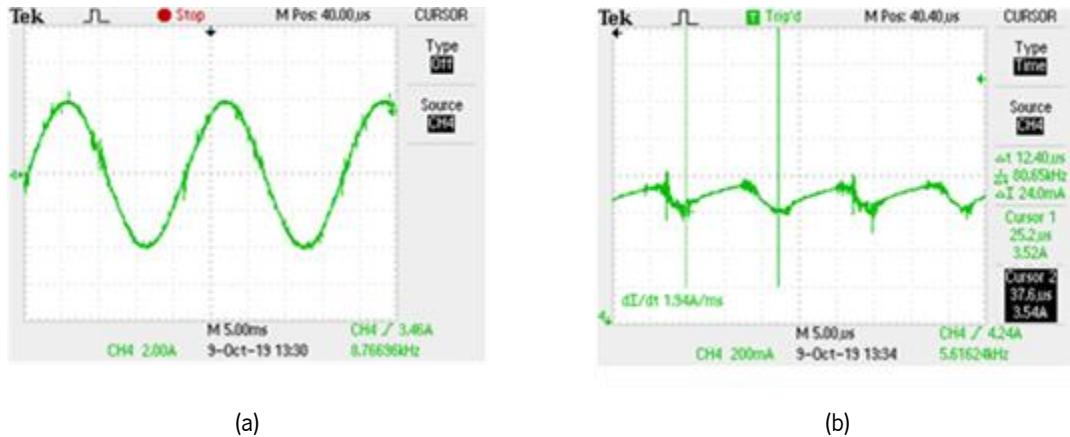


Figura 6.6. Corrente no conversor CA-CC: (a) corrente sintetizada pelo conversor CA-CC; (b) *ripple* da corrente sintetizada.

Compensação do *Dead-Time*

Após elevar a frequência de comutação de 20 kHz para 40 kHz, o efeito do *dead-time* ganhou bastante realce. Desta forma, realizou-se a compensação do efeito do *dead-time* recorrendo à fórmula (4.2) e ao processo descrito em 4.3.4. Dada a implementação de um *dead-time* de 1 µs, calcula-se o valor dos desvios da tensão necessários a adicionar à variável de referência de forma a realizar a compensação. A Figura 6.7 (a) ilustra a forma da onda de corrente sintetizada pelo conversor CA-CC sem a compensação do efeito do *dead-time* (CH1), onde se evidencia nas passagens por zero. A Figura 6.7 (b) apresenta a mesma corrente sintetizada (CH1) mas com o efeito do *dead-time* compensado, onde este efeito é significativamente menos pronunciado.

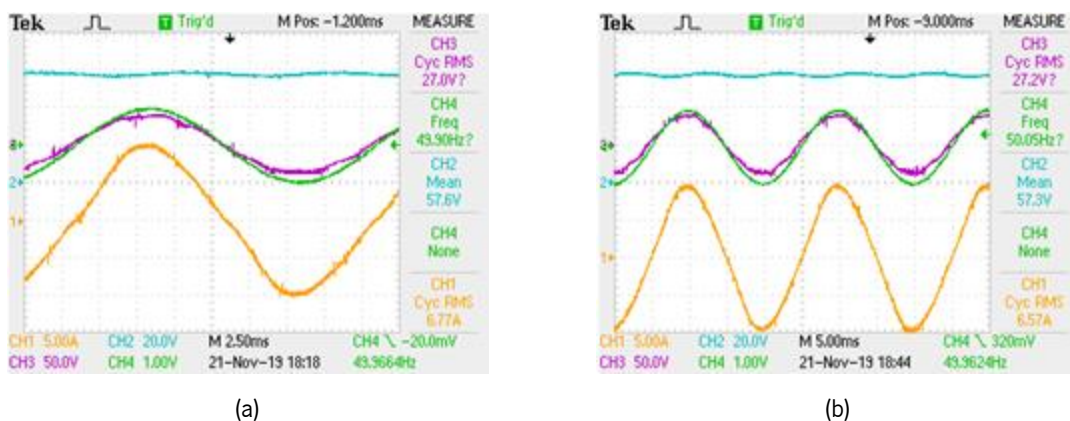


Figura 6.7. Efeito do *dead-time*: (a) corrente sintetizada no CA-CC *full-bridge* sem compensação do efeito *dead-time* (CH1); (b) corrente sintetizada com a compensação do *dead-time* (CH1).

Posto isto, alteraram-se as bobinas de acoplamento à rede elétrica, por quatro bobinas de núcleo de pó de ferro, uma corrente de saturação de 8 A cada e um valor de indutância de 550 μH a uma frequência de 40 kHz. Posto isto, surge a necessidade de validar novamente o correto funcionamento do conversor CA-CC em modo *Interleaved*. A Figura 6.8 apresenta, no CH1 e CH2, as correntes sintetizadas em cada um dos conversores CA-CC *full-bridge*, onde é visível o desfasamento de 180° entre as duas correntes. Recorrendo ao canal MATH do osciloscópio aplica-se a operação de soma do CH1 e CH2 de forma a analisar a frequência resultante da corrente sintetizada. É então possível analisar no canal MATH uma frequência resultante de 80 kHz. Estas bobinas estão aplicadas em todos os ensaios dos modos de operação realizados com uma frequência de comutação de 40 kHz.

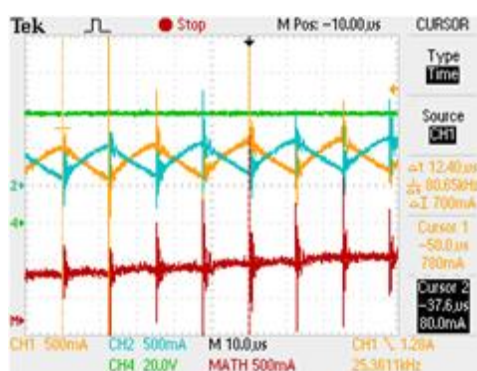


Figura 6.8. *Ripple* das correntes sintetizadas por cada conversor CA-CC *full-bridge* (CH1 e CH2), *ripple* da corrente resultante para uma frequência de comutação de 40 kHz (MATH).

6.2.2 Sincronização com a Rede Elétrica

De forma a validar a técnica de sincronização com a rede elétrica, recorreu-se a uma montagem com um transformador de 230:25 bem como à placa de DAC. A Figura 6.9 ilustra no CH3 a tensão da rede elétrica lida pelo DAC e no CH4 o sinal da PLL gerado pelo algoritmo de controlo. Analisa-se ainda o momento de sincronização com a rede elétrica, que demora cerca de quatro ciclos da rede elétrica.

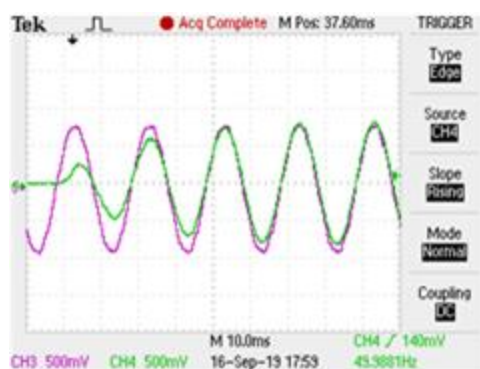


Figura 6.9. Técnica de sincronização com a rede elétrica: (a) Momento de sincronização; (b) PLL sincronizada com a tensão da rede elétrica.

Na Figura 6.10 observa-se a sincronização já efetuada, que pode ser verificada pelo sincronismo da tensão da rede elétrica com a PLL, nomeadamente nas passagens por zero.

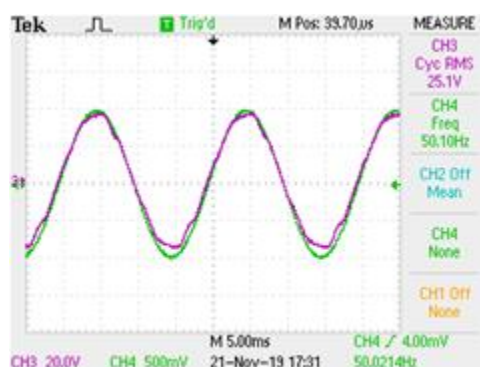


Figura 6.10. Técnica de sincronização com a rede elétrica: (a) Momento de sincronização; (b) PLL sincronizada com a tensão da rede elétrica.

6.2.3 Conversor a Operar como Inversor Ligado à Rede Elétrica

De forma a validar o conversor CA-CC foi necessário comprovar a correta injeção de corrente na rede elétrica. Para este efeito recorreu-se a um transformador 230 V:25 V ligado às bobinas de acoplamento à rede elétrica. Num primeiro teste recorreu-se a uma resistência de pré-carga com um valor de 470 Ω de forma a evitar possíveis picos provenientes da rede elétrica. Atingindo o limite máximo de tensão imposto pela resistência de pré-carga realiza-se o *bypass* recorrendo a um disjuntor. Após o barramento CC alcançar o pico máximo associado aos 25 V_{RMS}, isto é, 35,35 V, é ligada a fonte de alimentação de forma a elevar a tensão presente no barramento CC para um valor de 60 V.

Na Figura 6.11 (a), o CH3 representa a tensão de 60 V presente no barramento CC, no CH1 a corrente de referência gerada pelo controlo de corrente, que não está representada na correta escala em termos de amplitude devido a um lapso no algoritmo de controlo, no CH4 a corrente sintetizada pelo conversor CA-CC com um valor de pico de 2 A e no CH2 a tensão da rede elétrica lida pelo DAC. É possível observar que a corrente sintetizada segue corretamente a sua referência e que a mesma se encontra em oposição de fase com a tensão da rede elétrica.

Na Figura 6.11 (b) é apresentado o *ripple* de cada corrente sintetizada pelos conversores CA-CC *full-bridge*, CH3 e CH4, onde se verifica um desfasamento de 180° entre as correntes devido à atuação do modo *interleaved*. Recorrendo à operação matemática do osciloscópio, canal a vermelho, onde se aplica uma soma às duas correntes sintetizadas, é possível observar uma drástica redução do *ripple*. Denota-se que a frequência de comutação aplicada são 40 kHz e que devido à operação do *interleaved* se observa uma frequência resultante de 80 kHz.

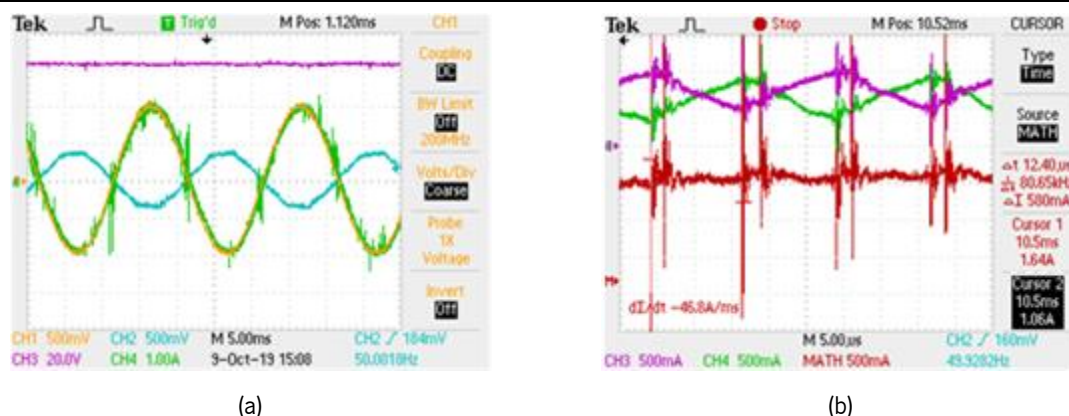


Figura 6.11. Injeção de corrente na rede elétrica: a) tensão presente no barramento CC (CH3), corrente presente na saída do conversor CA-CC (CH4), corrente de referência (CH1) e tensão da rede lida pelo DAC (CH2); b) *ripple* da corrente presente em cada conversor CA-CC *full-bridge* (CH3 e CH4) e *ripple* da corrente resultante.

Numa segunda etapa aplicou-se uma corrente de referência, vista no CH1, com 3 A de pico, apesar de a escala ainda não estar ajustada. Através da Figura 6.12 é possível analisar a tensão da rede elétrica lida pelo DAC representada no CH2, como ainda se analisa a corrente de referência gerada no CH1. Verifica-se que a corrente sintetizada, apresentada no CH4, segue devidamente a sua corrente de referência e se apresenta em oposição de fase com a tensão da rede elétrica.

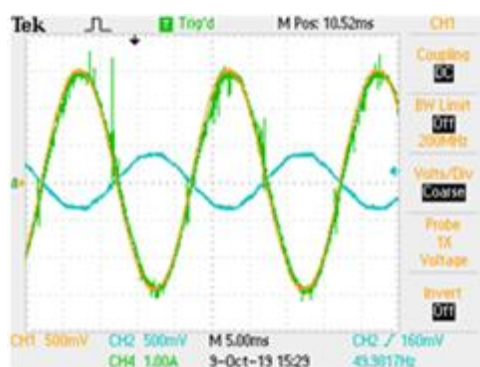


Figura 6.12. Tensão da rede lida pelo DAC (CH2), corrente de referência (CH1) e corrente sintetizada (CH4).

6.2.4 Regulação do Barramento CC

Após a validação da injeção de corrente na rede elétrica, procedeu-se ao controlo do barramento CC. É aplicada a mesma montagem com o transformador de modo a realizar o ensaio. De forma a validar o controlo do barramento CC, é realizada a pré-carga do mesmo recorrendo a uma resistência de pré-carga como anteriormente descrito. Aquando o barramento atinge a tensão de 35,35 V, é realizado o *bypass* à resistência de pré-carga e inicializam-se as comutações. É então gerada uma referência de corrente através do cálculo da potência necessária para realizar o carregamento até aos 60 V recorrendo ao controlador PI juntamente com a teoria FBD anteriormente analisada. Denota-se que neste ponto os semicondutores empregues já são os IGBTs anteriormente mencionados e a frequência de comutação aplicada são 20 kHz. A Figura 6.13 (a) ilustra no CH4 o *ripple* da tensão presente no

barramento CC, a corrente de entrada no conversor CA-CC no CH3, a tensão da rede elétrica no CH2 e a PLL gerada no CH1. Verifica-se uma frequência de 100 Hz no barramento CC que representa o dobro da frequência da rede elétrica. A Figura 6.13 (b) ilustra a tensão do barramento CC já estabilizada no valor de 60 V, tal como desejado. Em ambos os CH3 é possível analisar uma distorção no semiciclo negativo da onda da corrente. Esta distorção deve-se a um equívoco na modulação implementada, onde esta apresentava um índice de modulação baixo. Este baixo índice de modulação deve-se ao facto de a amplitude da onda portadora ser consideravelmente mais elevada que a amplitude da onda de comando. Tal problema foi solucionado aquando a descoberta, ajustando as ondas portadoras.

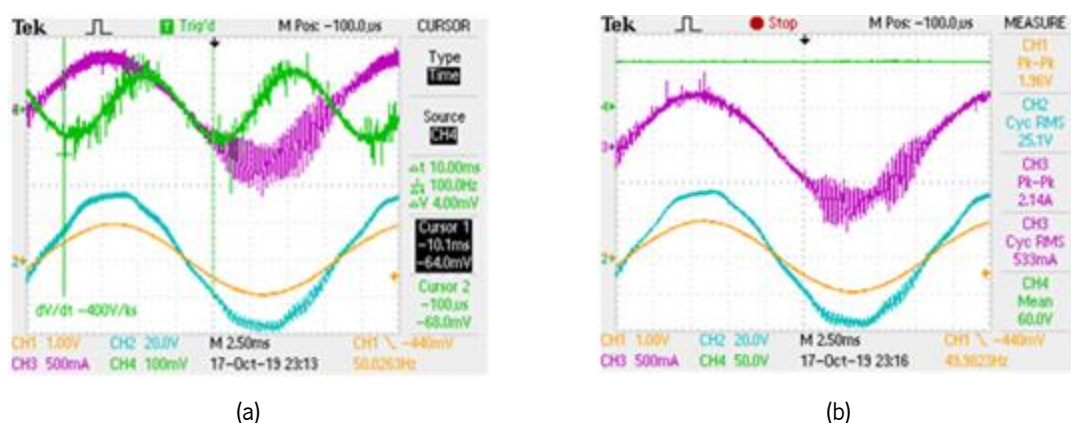


Figura 6.13. Controlo do barramento CC: a) tensão da rede elétrica lida pelo DAC (CH2), PLL sincronizada (CH1), *ripple* da tensão do barramento CC (CH4) e corrente de entrada do conversor CA-CC (CH3); b) tensão no barramento CC (CH4), corrente de entrada do conversor CA-CC (CH3), tensão da rede elétrica lida pelo DAC (CH2) e PLL sincronizada (CH1).

6.3 Resultados do Conversor CC-CC *boost*

De forma a validar o funcionamento do conversor CC-CC *half-bridge* a funcionar no modo *boost* foi conectado à saída deste conversor uma carga resistiva com o valor de 56Ω , isto é, no barramento CC. À entrada do conversor unidirecional, recorrendo a uma fonte de alimentação, aplicou-se uma tensão com o valor de 30 V. Foi então empregue um *duty-cycle* de 50% de forma a obter na saída do conversor uma tensão de 60 V, bem como definida uma frequência de comutação de 20 kHz. A Figura 6.14 (a) apresenta no CH1 a corrente medida no conversor unidirecional recorrendo ao DAC, no CH3 é apresentado o valor da tensão aos terminais da bobina do conversor CC-CC, no CH2 analisa-se o valor da corrente presente na carga e no CH4 está apresentado o valor da tensão presente na carga resistiva. Valida-se assim o correto funcionamento do conversor, pois analisando o CH3 é possível verificar o valor do *duty-cycle* empregue. Dado que os 30 V da tensão de entrada do conversor são impostos pela fonte de alimentação, é possível verificar que o conversor opera como *boost* pois este apresenta uma tensão de saída de aproximadamente 57,2 V, bem como se verifica que a corrente de

saída, aproximadamente 0,6 0,99 A, representa metade do valor da corrente de entrada, que possui um valor de aproximadamente 1,98 A, validando assim que a potência de entrada tem sensivelmente o mesmo valor que a potência de saída. A Figura 6.14 (b) ilustra os mesmos resultados que a figura anterior, mas neste ensaio é aplicado o controlo de corrente preditivo com uma referência de corrente de 1 A, uma carga resistiva de 56Ω à saída do conversor bem como uma tensão de entrada de 30 V. No CH1 analisa-se a corrente de entrada do conversor com um valor de corrente eficaz de aproximadamente 1 A, respeitando assim a referência imposta. O CH4 apresenta o valor da tensão de saída de conversor com o valor de 41,7 V e o CH2 ilustra a corrente de saída do conversor, com um valor de 0.73 A. Verifica-se assim que a potência de entrada se mantém a mesma à saída do conversor.

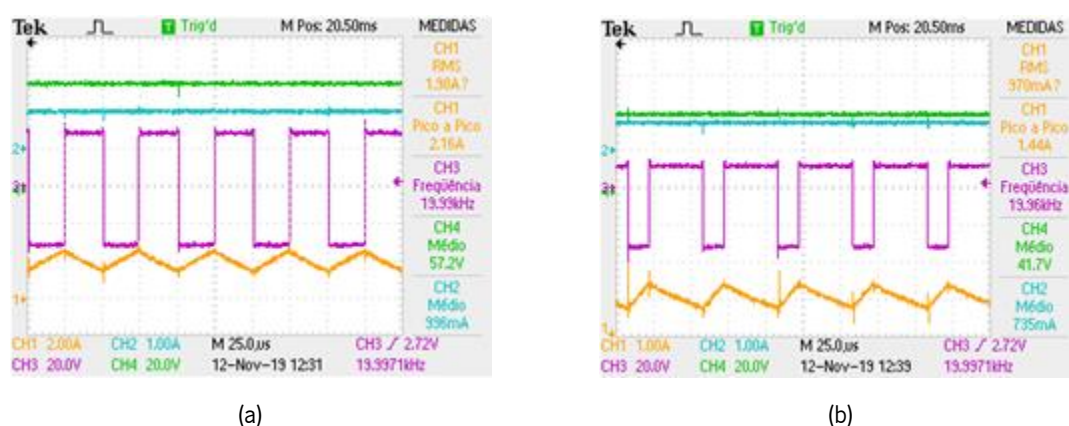


Figura 6.14. Conversor CC-CC *half-bridge* unidirecional a operar em modo *boost*. (a) Tensão medida à saída do conversor CC-CC unidirecional (CH3), corrente medida à saída do conversor CC-CC unidirecional (CH2), corrente de entrada medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2 A) (CH1); (b) Tensão medida à saída do conversor CC-CC unidirecional (CH3), corrente medida à saída do conversor CC-CC unidirecional (CH2), corrente de entrada medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH1)(1 A).

6.4 Resultados do Sistema Integrado

Neste subcapítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos na integração do sistema. São então analisados os resultados obtidos na validação do G2V, V2G, R2G, R2V e ainda o R2G&V2G.

Nestes testes estão empregues os IGBTs anteriormente descritos para realizar as comutações do conversor CA-CC *full-bridge* e manteve-se o SiC MOSFETs que já se encontravam empregues em ambos os conversores CC-CC *half-bridge*. É também regulado o barramento CC para uma tensão constante de 60 V e mantém-se uma frequência de comutação constante de 20 kHz que numa segunda etapa é elevada para 40 kHz. Estão assim descritas as condições sob as quais os modos de operação, bem como a combinação dos mesmos, foram validados.

6.4.1 Grid-to-Vehicle

Neste modo de operação considera-se que as baterias estão completamente descarregadas. Desta forma o objetivo é carregar as baterias recorrendo à rede elétrica. Para tal efeito considera-se o conversor CC-CC bidirecional a operar em modo *buck*. Posto isto, é aplicada uma carga resistiva com um valor de $26\ \Omega$ na saída do conversor CC-CC bidirecional e define-se uma corrente de referência no controlo de corrente do conversor com um valor de 2 A. Na Figura 6.15 (a) observa-se no CH4 os 58,9 V presentes no barramento CC, no CH2 a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, que absorve uma corrente de 1,98 A, no CH1 está apresentada a corrente medida no lado da rede elétrica, com um valor eficaz de 5,56 A e no CH4 a tensão medida no lado da rede elétrica. Assim, verifica-se que o barramento CC se mantém estável bem como, que o conversor CA-CC está a fornecer uma potência de 149,6 W e que o conversor CC-CC bidirecional absorve uma potência de 105,5 W. Na Figura 6.15 (b), são apresentadas no CH1 e CH2 as correntes medidas nos conversores CA-CC *full-bridge* se verifica o desfasamento de 180° entre as duas correntes medidas. O canal MATH apresenta a soma das duas correntes medidas. Verifica-se uma frequência resultante na onda sintetizada de 40 kHz devido à operação dos conversores CA-CC *full-bridge* em modo *interleaved*.

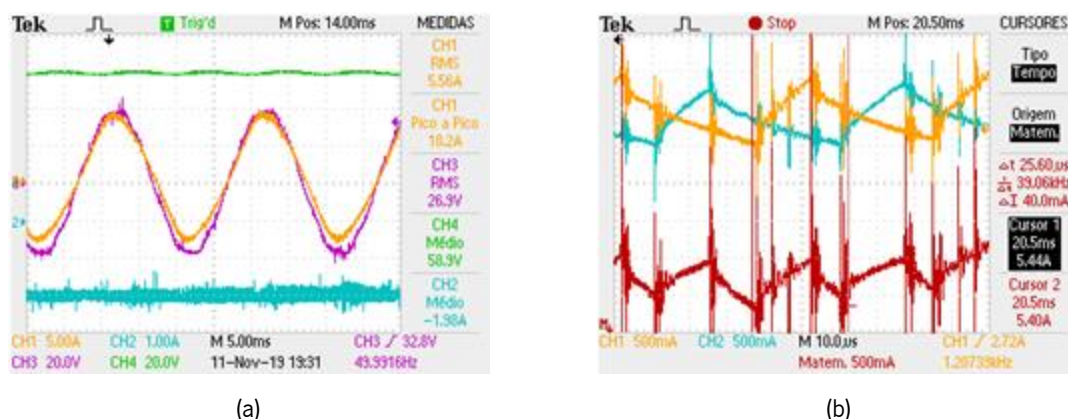


Figura 6.15. Modo de operação G2V: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (2 A) (CH2), corrente medida no lado da rede elétrica (CH1); (b) O ripple da corrente medida em cada um dos conversores CA-CC *full-bridge* (CH1 e CH2) e a soma das mesmas através do MATH do osciloscópio.

Verifica-se que o algoritmo de controlo faz uma correta gestão das potências, visto que é capaz de manter o barramento CC regulado como também efetuar o carregamento das baterias com a corrente pretendida.

Na Figura 6.16 observam-se os resultados obtidos no conversor CC-CC bidirecional onde no CH2 é possível analisar o *ripple* da corrente medida na bobina deste conversor, que absorve com um valor de corrente eficaz 1,97 A, no CH3 a tensão medida aos terminais da mesma bobina, onde é possível verificar o baixo *duty-cycle* durante a operação em modo *buck*. Analisa-se ainda no CH4 a tensão de

58,5 V no barramento, validando que o mesmo se mantém regulado sensivelmente no valor definido (60 V).

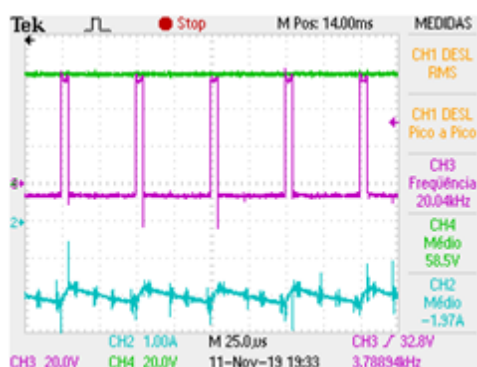
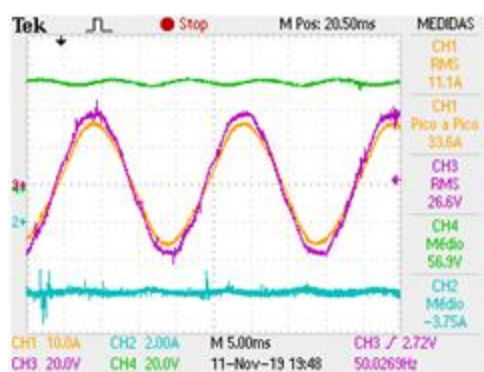
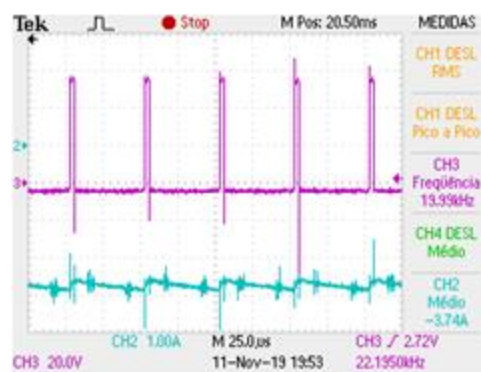


Figura 6.16. Tensão do barramento CC (CH4), tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH3) e ripple da corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2).

Num segundo ensaio deste modo de operação é aplicada uma referência de corrente a absorver por parte do conversor CC-CC bidirecional com o valor de 4 A. Ao invés de uma resistência de 26 Ω são aplicadas duas destas cargas em paralelo de forma a perfazer uma resistência com um valor de 13 Ω . Assim, analisa-se na Figura 6.17 (a) no CH2 o valor da corrente a ser absorvida pelo conversor CC-CC bidirecional, que apresenta um valor eficaz de 3,75 A, no CH4 a tensão de 56,9 V medida no barramento CC, no CH3 a tensão medida do lado da rede elétrica e no CH1 a corrente medida do lado da rede elétrica, que apresenta um valor eficaz de 11,1 A. Conclui-se assim, que o conversor CC-CC bidirecional absorve uma potência de 182,8 Ω e que o conversor CA-CC fornece ao barramento CC uma potência de 295,3 W. A Figura 6.17 (b) apresenta-se respetivamente, o *ripple* da corrente e a tensão medidos na bobina do conversor CC-CC bidirecional no CH2 e no CH3.



(a)



(b)

Figura 6.17. Modo de operação G2V: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (3,75 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3); (b) *Ripple* da corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2) e tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH3).

A Figura 6.18 apresenta os resultados obtidos no último ensaio a este modo de operação, onde se elevou a frequência de comutação para 40 kHz, bem como se aplicou uma corrente de referência ao

controlo do conversor CC-CC bidirecional de forma a que este absorva uma corrente 3 A. Aplicou-se ainda, na saída deste conversor, uma carga resistiva de 13 Ω . Analisa-se no CH1 a corrente medida do lado da rede elétrica, com um valor eficaz de 8,19 A e em fase com a tensão da rede elétrica, que está apresentada no CH3. No CH2 observa-se a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, que apresenta um valor de 3,28 A. No CH4 está apresentado a tensão medida no barramento CC, que apresenta um valor de tensão de 56 V. Assim, constata-se que o conversor CA-CC está a fornecer uma potência de 217,1 W ao barramento CC e que o conversor CC-CC bidirecional absorve uma potência de 139,9 W.

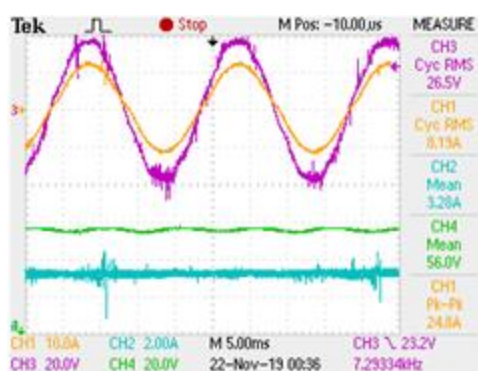


Figura 6.18. Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (2 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3).

6.4.2 Vehicle-to-Grid

Neste modo de operação, considera-se a operação do conversor em modo *boost* com uma frequência de comutação de 20 kHz. O intuito é fornecer à rede elétrica a energia que está acumulada nas baterias do veículo elétrico. Considerando um barramento CC a 60 V, é aplicada uma tensão de entrada fixa de 30 V, dada por uma fonte de alimentação, ao conversor CC-CC bidirecional. É aplicado o controlo de corrente preditivo de forma a realizar a descarga das baterias de forma controlada. Neste ponto, o sistema de controlo efetua a gestão das potências envolvidas, de modo a carregar e estabilizar o barramento CC-CC bem como injetar a potência acumulada nas baterias do veículo elétrico. Na Figura 6.19 (a) observa-se no CH4 a tensão de 59,4 V presente no barramento CC, no CH2 a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, recorrendo a uma pinça de corrente, que apresenta um valor eficaz de 2 A. No CH3 e CH1 apresenta-se respetivamente a tensão da rede elétrica e a corrente na mesma, que apresenta um valor de corrente eficaz de 1,69 A. Verifica-se que a corrente do lado da rede elétrica se encontra em oposição de fase com a tensão da mesma, ou seja, a injetar energia na rede. Neste ensaio estão a ser fornecidos 60 W na entrada do conversor CC-CC bidirecional e injetados 46,67 W pelo conversor CA-CC na rede elétrica. Na Figura 6.19 (b), são apresentadas no CH1 e CH2 as correntes medidas nos conversores CA-CC *full-bridge*, onde é possível

verificar o desfasamento de 180° entre as duas correntes. O canal MATH apresenta a soma das duas correntes medidas. Verifica-se uma elevada redução no *ripple* da corrente sintetizada bem como uma frequência resultante de 40 kHz devido à operação em modo *interleaved*.

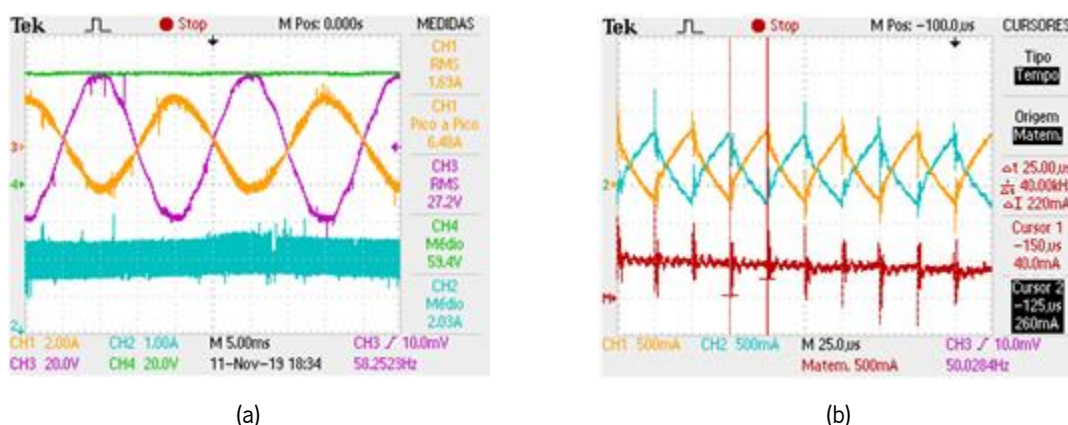


Figura 6.19. Modo de operação V2G: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (2,03 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3); (b) *Ripple* da corrente medida em cada uma dos conversores CA-CC *full-bridge* (CH1 e CH2) e a soma das mesmas através do canal MATH do osciloscópio.

A Figura 6.20 ilustra no CH2 o *ripple* da corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, com 1 A de *ripple*, no CH3 a tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, onde se analisa o valor do *duty-cycle* e no CH4 a tensão de 59 V presente no barramento CC.

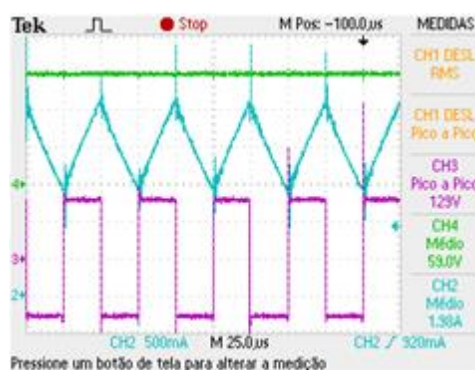


Figura 6.20. Tensão do barramento CC (CH4), tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH3) e *ripple* da corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2).

Num segundo ensaio foi repetido o processo, mas elevou-se a corrente de referência aplicada ao controlo preditivo do conversor CC-CC bidirecional para 4 A. Considerando a tensão de entrada do mesmo, neste ensaio este conversor fornece uma potência de 117,9 W e onde o conversor CA-CC fornece uma potência de 92,4 W à rede elétrica. Na Figura 6.21 (a) analisa-se no CH4 a tensão de 57,6 V presente no barramento CC, no CH2 a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, recorrendo a uma pinça de corrente, que apresenta um valor eficaz de 3,93 A. No CH3 e CH1 apresenta-se respetivamente a tensão da rede elétrica e a corrente na mesma, com um valor eficaz de 3,36 A em oposição de fase com a tensão da rede elétrica. Na Figura 6.21 (b) observa-se no

CH2 o *ripple* da corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, com 1 A de *ripple*, no CH3 a tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, onde se analisa o valor do *duty-cycle* e no CH4 a tensão de 57,1 V presente no barramento CC.

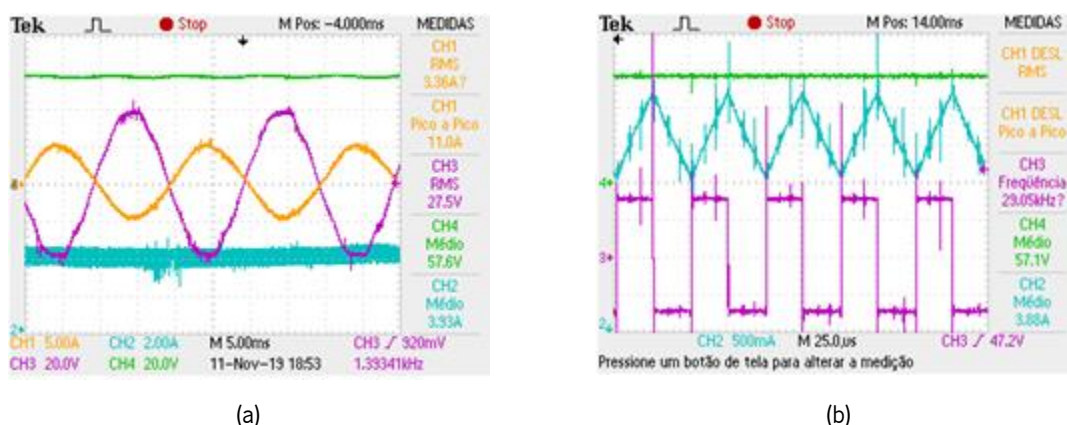


Figura 6.21. Modo de operação V2G: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (4 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3); (b) Tensão no barramento CC (CH4), *ripple* corrente medida no do conversor CC-CC bidirecional (CH2) e tensão medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH3).

Posto isto, realizou-se um ensaio neste modo de operação com uma frequência de comutação de 40 kHz. A Figura 6.22 apresenta os resultados obtidos no ensaio. No CH1 e CH3 observa-se respetivamente, a corrente no lado da rede elétrica, que apresenta um valor eficaz de 3,56 A bem como a tensão da mesma. No CH4 analisa-se a tensão de 56,2 V presente no barramento CC e no CH2 a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional que apresenta um valor eficaz de 4,07 A. Assim é fornecida uma potência de 122,1 W pelo conversor CC-CC ao barramento CC e injetada na rede elétrica uma potência de 98,61 W por parte do conversor CA-CC.

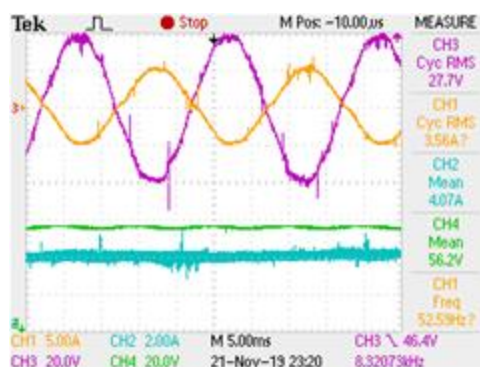


Figura 6.22. Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (4 A) (CH2), corrente medida no lado da rede elétrica (CH1) em oposição de fase com a tensão da mesma (CH3).

6.4.3 Renewable-to-Grid

Este modo de operação consiste em fornecer à rede elétrica toda a potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos, considerando que não há energia a ser fornecida pelo conversor CC-CC. Para

este ensaio, é aplicada uma tensão de 30 V na entrada do conversor CC-CC unidirecional, recorrendo a uma fonte de alimentação, de forma a simular a tensão fornecida pelos módulos fotovoltaicos.

É também aplicada uma frequência de comutação de 20 kHz. Assim recorre-se ao controlo de corrente para gerar uma corrente com um valor eficaz de 2 A. Na Figura 6.23 (a) está apresentado no CH2 a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, no CH1 a corrente medida no lado da rede elétrica com um valor eficaz de 1,42 A e no CH3 a tensão medida na rede elétrica. O CH4 apresenta os 66,6 V presentes no barramento CC.

Denota-se que a tensão no barramento CC está cerca de 6,6 V mais elevada do que o desejado devido um lapso no algoritmo de controlo, pois o sentido da corrente de referência e o sentido de leitura do sensor de corrente não estavam coerentes, tal lapso foi corrigido após a deteção do mesmo. Assim, verifica-se que o conversor CC-CC unidirecional está a fornecer ao barramento CC uma potência de 63,9 W e que o conversor CA-CC está a injetar na rede elétrica 39,05 W.

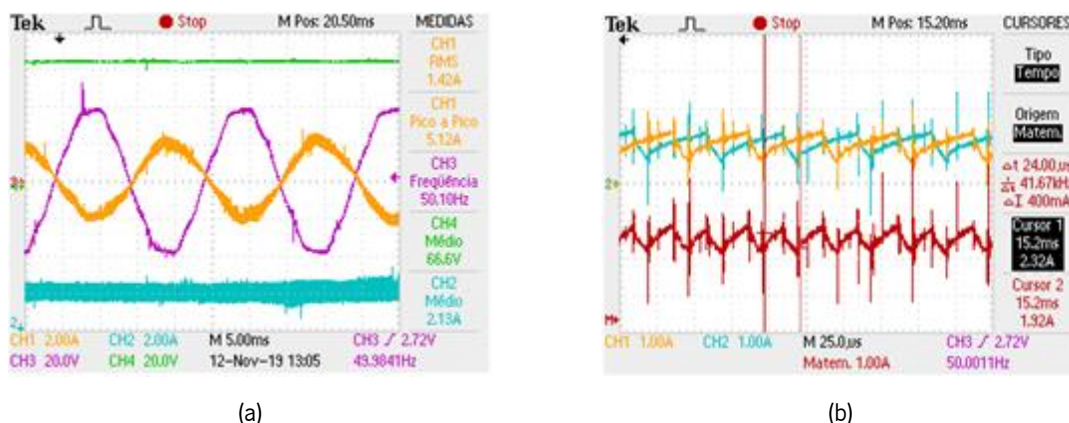


Figura 6.23. Modo de operação R2G: (a) Tensão no barramento CC (CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2,13 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3);(b) *Ripple* da corrente medida em cada uma dos conversores CA-CC *full-bridge* (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do MATH do osciloscópio.

Na Figura 6.23 (b) apresenta-se no CH1 e CH2 o *ripple* das correntes medidas em cada um dos conversores CA-CC *full-bridge*, onde é possível observar o desfasamento de 180° entre as duas. No canal MATH verifica-se a soma das duas correntes que apresenta uma frequência resultante de 40 kHz.

A Figura 6.24 apresenta no CH4 a tensão de 67,8 V presente no barramento CC, no CH3 a tensão medida aos terminais da bobina do conversor CC-CC unidirecional e onde o CH2 apresenta o *ripple* da corrente medida na bobina do conversor. Denota-se que o barramento CC ainda não se encontra completamente controlado.

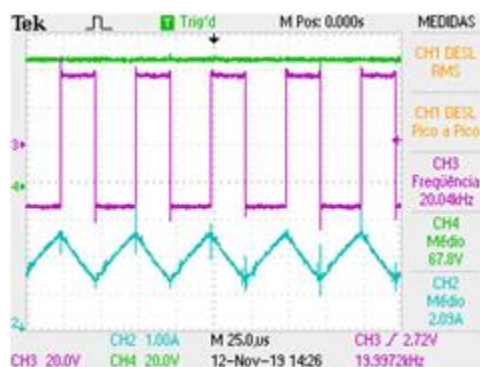
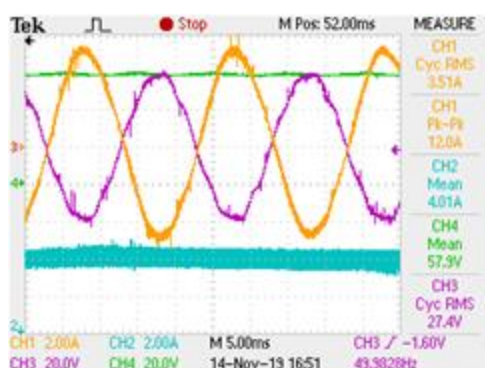
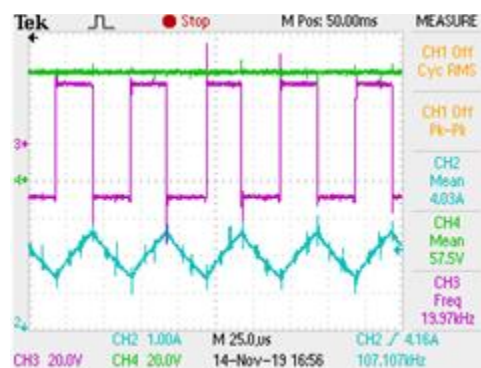


Figura 6.24. Tensão do barramento CC (CH4), tensão medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH3) e *ripple* da corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH2).

Assim, elevou-se a corrente de referência para um valor de 4 A. Sabendo que a tensão aplicada na entrada do conversor CC-CC é de 30 V, é possível verificar que o conversor CC-CC unidirecional está a fornecer 120,3 W ao barramento CC e que o conversor CA-CC está a injetar na rede elétrica uma potência de 96,17 W. Na Figura 6.25 (a) observa-se no CH1 a corrente presente no lado da rede, com um valor eficaz de 3,51 A. No CH3 é apresentada a tensão medida no lado da rede elétrica, no CH4 a tensão de 57,9 V no barramento CC e no CH2 o valor eficaz da corrente medida no conversor CC-CC unidirecional com um valor de 4,01 A.



(a)



(b)

Figura 6.25. Modo de operação R2G: (a) Tensão no barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (4,01 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3); (b) Tensão no barramento CC (CH4), *ripple* da corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH2) e tensão medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (CH3).

Elevou-se então a frequência de comutação para um valor de 40 kHz e mantiveram-se as condições de operação do ensaio descrito.

Na Figura 6.26 é possível observar os resultados obtidos para tal ensaio. No CH3 e CH1 apresentam-se respetivamente a corrente e tensão do lado da rede elétrica, onde a corrente apresenta um valor eficaz de 3,44 A. No CH2 ilustra-se a corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional que apresenta um valor eficaz de 4,23 A e onde o CH4 apresenta os 56,5 V presentes no barramento CC.

Assim, é possível concluir que o conversor CC-CC unidirecional está a fornecer ao barramento CC uma potência de 126,9 W e que o conversor CA-CC está a entregar à rede elétrica uma potência de 94,94 W.

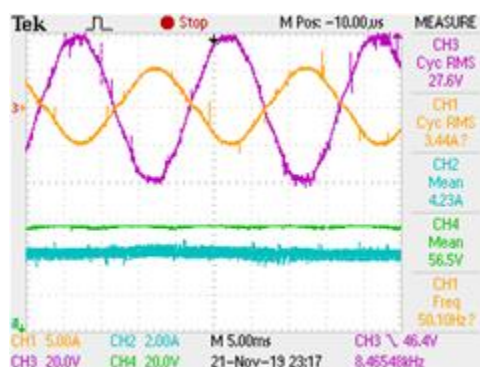


Figura 6.26. Corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (4,23 A) (CH2), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

6.4.4 Renewable-to-Vehicle

Neste modo de operação o objetivo consiste em realizar o carregamento das baterias diretamente com a potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos. Considera-se que a rede elétrica não está a fornecer nem a absorver qualquer potência. Para este efeito, o algoritmo de controlo deve ser capaz de gerir as potências de forma a manter o barramento CC controlado e estável num valor de tensão de 60 V como ainda de gerir a potência necessária para realizar o carregamento das baterias.

De forma a validar este modo de operação é aplicada uma tensão de 30 V na entrada do conversor CC-CC unidirecional. Aplica-se ainda uma resistência de 26 Ω na saída do conversor *buck-boost* que opera em modo *buck*. O sistema de controlo, através da teoria FBD implementada, gere a potência do sistema, garantindo a potência necessária para manter o barramento CC com uma tensão de 60 V bem como garantir a potência necessária para injetar nas baterias de modo a efetuar o carregamento das mesmas. É então aplicada um corrente de referência de 2 A no controlo preditivo do conversor CC-CC unidirecional bem como uma referência de -2 A no conversor CC-CC bidirecional. Assim, é possível analisar na Figura 6.27 pelo CH3 e CH4 respetivamente, a corrente e a tensão presentes do lado da rede elétrica, onde a corrente apresenta um valor eficaz de 2,69 A.

No CH1 observa-se a corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional e no CH2 a corrente medida no conversor CC-CC bidirecional, que por lapso está posicionada no sentido oposto ao real. Desta forma, verifica-se que o conversor unidirecional está a fornecer uma potência de 59,7 W, o conversor CC-CC bidirecional está a consumir uma potência de 104 W e o conversor CA-CC está a

fornecer uma potência de 72,36 W, de forma a estabilizar o barramento CC e a injetar a potência em falta no conversor CC-CC bidirecional.

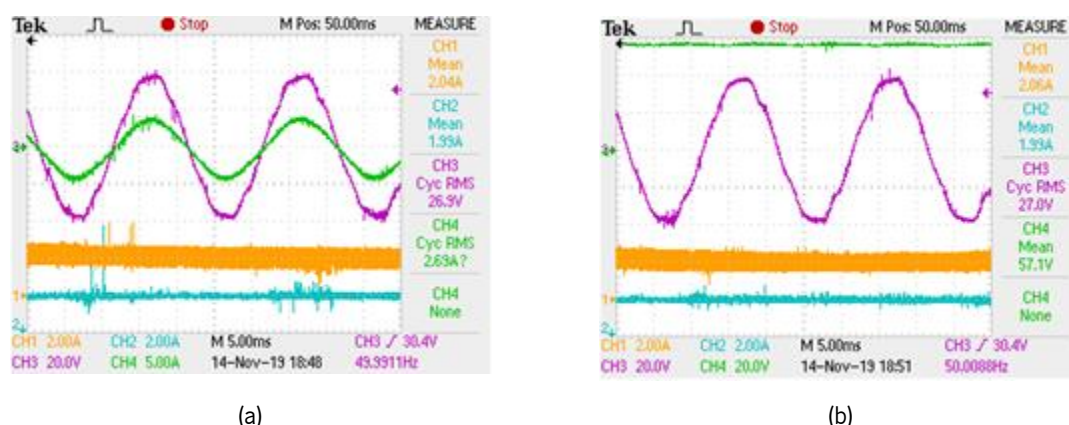


Figura 6.27. Modo de operação R2V: (a) Corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2 A) (CH1), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH4 e CH3) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2); (b) Tensão na rede elétrica (CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2 A) (CH1), tensão do barramento CC (CH4) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2).

A Figura 6.27 (a) apresenta no CH3 e CH4 respetivamente a tensão e a corrente do lado da rede elétrica, onde se analisa um valor de corrente eficaz de 2,69 A. No CH1 apresenta-se a corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional que apresenta um valor de 2,04 A e no CH2 a corrente medida na carga resistiva presente à saída do conversor CC-CC bidirecional. A Figura 6.27 (b) ilustra para o mesmo ensaio, no CH4, a tensão medida no barramento CC ao invés da corrente medida na rede elétrica. Verifica-se que a mesma está estabilizada nos 57,1 V.

O segundo ensaio foi projetado de forma a que o conversor CC-CC bidirecional absorva toda a potência fornecida pelo conversor CC-CC unidirecional. Para tal fim, aplicou-se uma corrente de referência de 4 A ao controlo de corrente do conversor CC-CC unidirecional e uma corrente de referência de -2 A ao controlo do conversor CC-CC bidirecional bem como é aplicada a mesma carga resistiva de 26 Ω à saída do mesmo. Na Figura 6.28 (a) analisa-se no CH3 a tensão presente do lado da rede elétrica, no CH4 a corrente da rede, que apresenta um valor reduzido. No CH1 apresenta-se a corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional, que apresenta um valor eficaz de 3,96 A e no CH2 a corrente medida na carga resistiva à saída do conversor CC-CC bidirecional. Assim, é possível analisar que o conversor CC-CC unidirecional fornece uma potência de 118,8 W, que o conversor CC-CC bidirecional consome uma potência de 115,5 W. e que o conversor CA-CC fornece uma potência de aproximadamente 4 W.

Na Figura 6.28 (b), no CH4, ao invés da medição da corrente do lado da rede elétrica, observa-se o valor da tensão presente no barramento CC, com um valor de 58,7 V. Conclui-se assim que a teoria

de potência gere corretamente as potências envolvidas pelos três conversores, recorrendo à rede elétrica apenas para auxiliar na estabilização do barramento CC.

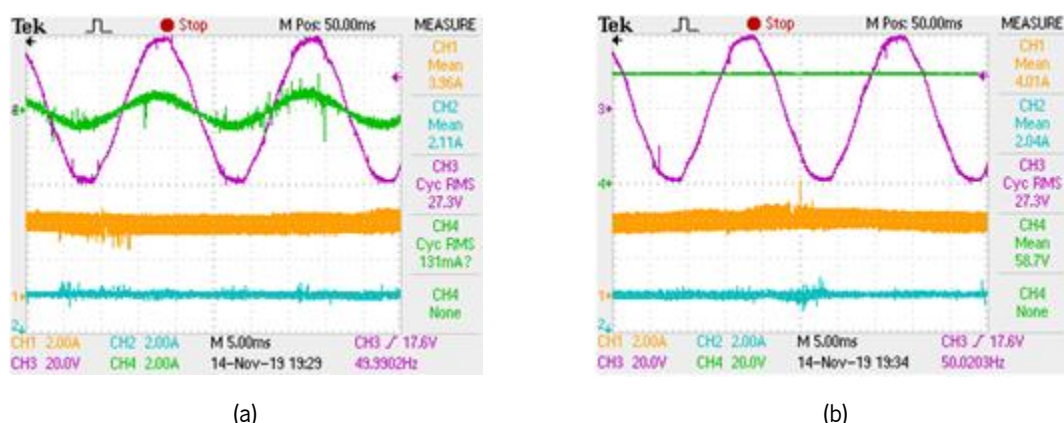


Figura 6.28. Modo de operação R2V: (a) Corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (2,11 A) (CH1), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH4 e CH3) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (Ch2); (b) Tensão na rede elétrica (CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (4 A) (CH1), tensão do barramento CC (CH4) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (CH2).

Neste ensaio, repetiu-se o processo descrito no ensaio anterior, mas elevou-se a frequência de comutação para um valor de 40 kHz. Pela Figura 6.29 observa-se no CH4 a corrente fornecida pelo conversor CC-CC unidirecional, que apresenta um valor de 3,87 A e no CH2 a corrente absorvida pelo conversor CC-CC bidirecional, que apresenta um valor de 1,86 A. No CH3 está presente a tensão medida no lado da rede elétrica e no CH1 a corrente medida no lado da rede elétrica, que apresenta um valor eficaz de 0,46 A. Verifica-se assim que o conversor CC-CC unidirecional fornece uma potência de 116,1 W, o conversor CC-CC bidirecional consome uma potência de 89,94 W e ainda que o conversor CA-CC injeta na rede elétrica uma potência de 12,76 W.

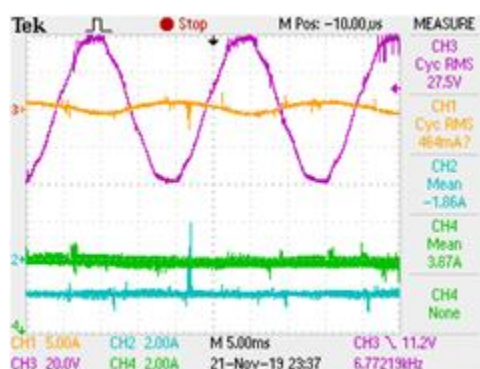


Figura 6.29. Correntes medidas nas bobinas dos conversores CC-CC unidirecional e bidirecional (CH4 e CH2), corrente e tensão medidos do lado da rede elétrica (CH1 e CH3).

6.4.5 Renewable-to-Grid e Vehicle-to-Grid

Neste último modo de operação, o intuito é injetar para a rede elétrica a potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos bem como parte ou totalizada da energia armazenada nas baterias do carro

elétrico. Desta forma o algoritmo de controlo tem de ser capaz de injetar a potência total disponibilizada pelo conversor CC-CC unidirecional e injetar a potência proveniente do conversor CC-CC bidirecional mantendo o barramento CC controlado no valor definido. Para este efeito, define-se uma corrente de referência de 1 A para cada um dos conversores CC-CC.

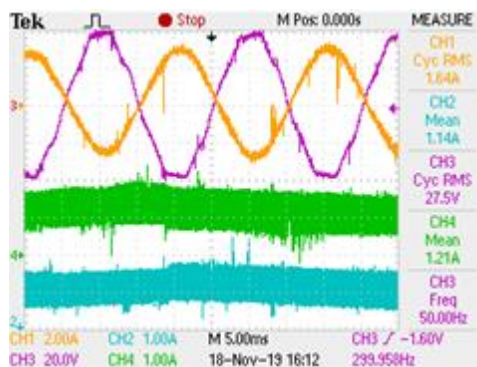


Figura 6.30. Modo de operação R2G e V2G: Tensão e corrente medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (1 A) (CH2) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (1 A) (CH4).

Na Figura 6.30 observa-se no canal CH1 a corrente medida no lado da rede elétrica, com um valor eficaz de 1,64 A e em oposição de fase com a tensão da rede elétrica, apresentada no CH3. O CH2 apresenta a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, medindo uma corrente eficaz de 1,14 A e no CH4 a corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional que apresenta uma corrente eficaz de 1,21 A. Sabendo que ambos os conversores CC-CC recebem uma tensão fixa de 30 V proveniente de duas fontes de alimentação, é possível verificar que o conversor CC-CC unidirecional fornece uma potência de 36,3 W e o conversor CC-CC bidirecional fornece uma potência de 34,2 W. Verifica-se ainda que o conversor CA-CC injeta na rede elétrica uma potência de 45 W.

Neste segundo ensaio eleva-se a corrente de referência aplicada ao controlo dos conversores CC-CC para um valor de 3 A e mantêm-se os parâmetros definidos no ensaio anterior. A Figura 6.31 (a) apresenta os resultados obtidos no ensaio.

No CH1 analisa-se a corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional que possui um valor de 2,87 A e no CH2 a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional que apresenta um valor de 3,06 A. No CH3 e CH4 apresentam-se a tensão e a corrente do lado da rede elétrica, onde a corrente medida apresenta um valor eficaz de 5,11 A. Verifica-se então que o conversor CC-CC bidirecional está a injetar uma potência de 91,8 W, o conversor CC-CC unidirecional está a injetar uma potência de 86,1 W e o conversor CA-CC injeta na rede elétrica uma potência de 140,5 W. A Figura 6.31 (b) apresenta, para o mesmo ensaio, no CH4 a tensão presente no barramento CC, que

possui um valor de 57,9 V. Verifica-se assim que o barramento CC se mantém estável durante a operação deste modo do equipamento.

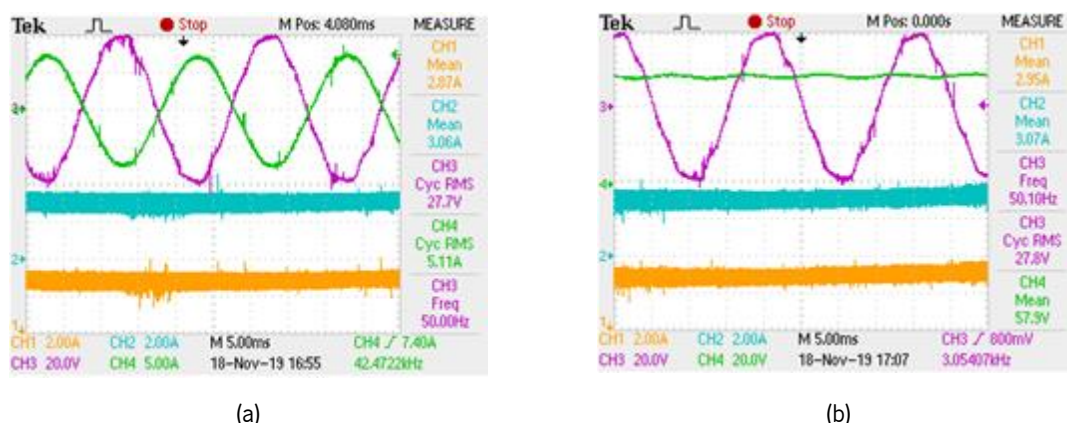


Figura 6.31. Modo de operação R2G e V2G: (a) Tensão e corrente medidos no lado da rede elétrica (CH4 e CH3), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (3 A) (CH2) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (3 A) (CH1); (b) Tensão da rede elétrica (CH3), tensão do barramento CC (CH4), corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional (3 A) (CH2) e corrente medida na bobina do conversor CC-CC unidirecional (3 A) (CH1).

Num segundo ensaio, elevou-se a frequência de comutação para um valor de 40 kHz e redefiniu-se as correntes de referência aplicadas para um valor de 2 A. A Figura 6.32 apresenta no CH2 a corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional, com um valor de 2,16 A e no CH4 a corrente medida no conversor CC-CC unidirecional, com um valor de 2,21 A. Observa-se ainda no CH3 a tensão medida no lado da rede elétrica e no CH1 a corrente sintetizada pelo conversor CA-CC que possui um valor eficaz de 3,26 A. Verifica-se assim que o conversor CC-CC bidirecional injeta no barramento CC uma potência de 64,8 W, o conversor CC-CC unidirecional injeta no barramento CC uma potência de 66,3 W e que o conversor CA-CC injeta na rede elétrica uma potência de 90,3 W.

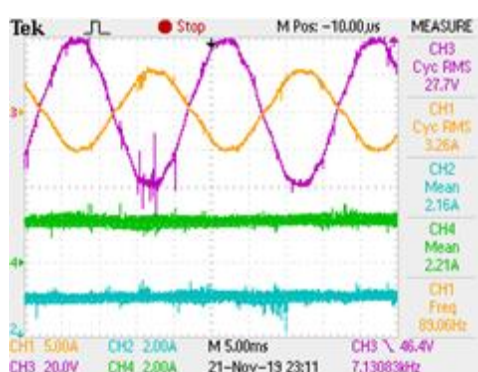


Figura 6.32. Corrente medida na bobina do conversor CC-CC bidirecional e unidirecional (CH2 e CH4), corrente e tensão medidos no lado da rede elétrica (CH1 e CH3).

6.5 Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se os resultados experimentais obtidos nos ensaios individuais dos conversores envolvidos nesta dissertação como também da integração de todo o sistema, isto é,

apresentam-se os resultados obtidos para os modos de operação inicialmente propostos bem como para combinações de modos de operação. Esta validação prova o bom funcionamento do sistema implementado a operar nos modos anteriormente descritos, recorrendo à teoria de potência de forma a gerir as potências fornecidas e absorvidas por cada um dos elementos do sistema, inclusive desconectar um dos elementos e garantir a continuação do bom funcionamento do equipamento.

Durante os testes experimentais foi também possível validar os circuitos de proteção e comando, pois no decorrer dos ensaios surgiram picos de corrente não desejados onde as proteções atuaram de forma eficaz e desabilitaram completamente a ação dos circuitos de driver protegendo assim o circuito de potência.

Os ensaios validaram também o correto comportamento dos algoritmos de controlo implementados, nomeadamente o controlo de corrente preditivo pois as correntes sintetizadas pelo conversor CA-CC seguiram corretamente as referências calculadas pelo sistema de controlo. Validou-se também o correto funcionamento do controlo PI aplicado ao barramento CC, pois este alcançou e manteve-se no valor de tensão pretendido. Relativamente aos conversores CC-CC responsáveis pela interface com os módulos fotovoltaicos e um veículo elétrico, constata-se que ambos se comportaram como esperado, seguindo o comportamento obtido no ambiente de simulação a operar com um *duty-cycle* previamente definido bem como a operarem com controlo de corrente preditivo.

Denota-se ainda que a teoria FBD garantiu a gestão da energia entre os três conversores, possibilitando assim garantir o correto funcionamento do equipamento. Este controlo permitiu de forma eficaz validar a operação do conversor CC-CC unidirecional, onde se validou que estes são capazes de fornecer energia para a rede elétrica como também carregar diretamente as baterias do veículo elétrico, isto é, fornecer a potência necessária ao conversor CC-CC bidirecional de forma a efetuar o carregamento.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Conclusão

Em primeira instância analisou-se a solução tradicional empregue que consiste em dois sistemas separados, onde se recorre a dois conversores de potência para realizar a interface entre o veículo elétrico e a rede elétrica e recorre a dois conversores de potência adicionais para a interface da fonte de energia renovável com a rede elétrica. Esta topologia, apesar de ser indicada para sistemas isolados, apresenta a desvantagem de não possibilitar o carregamento direto das baterias do veículo elétrico a partir da fonte de energia renovável, pois requer o uso de quatro conversores de potência e a rede elétrica como intermediários. Para colmatar esta desvantagem, a configuração adotada utiliza apenas um conversor CA-CC, onde dois conversores CA-CC *full-bridge* operam em modo *interleaved* e um barramento CC, também comum aos dois conversores CC-CC. Obtêm-se assim as vantagens de recorrer apenas a um conversor para realizar a interface do carregador do veículo elétrico e a fonte de energia renovável com a rede elétrica, a possibilidade de realizar o carregamento das baterias diretamente dos módulos fotovoltaicos sem recorrer à rede elétrica como intermediário e ainda a contribuição para a melhoria dos problemas de qualidade de energia, devido ao modo de operação do conversor CA-CC Interleaved. Surge assim uma solução para a realização da interface entre veículos elétricos, módulos fotovoltaicos e a rede elétrica que necessita de menos recursos e apresenta um melhor desempenho.

Posto isto, realizou-se o estudo sobre o funcionamento das células fotovoltaicas, com foco no comportamento destas sob a influência de fatores externos. Para este efeito analisou-se o modelo elétrico da célula fotovoltaica, bem como o impacto da variação dos elementos parasitas nestas. Dada a diversidade de tecnologias empregues no mercado dos módulos fotovoltaicos, surgiu a necessidade de analisar as tecnologias mais comumente empregues, de forma a entender as diferenças de desempenho bem como o rácio entre o seu custo e desempenho, apresentando inclusivamente um estudo comparativo sobre as vantagens e desvantagens apresentadas por cada uma das tecnologias empregues no desenvolvimento das células fotovoltaicas.

Assim, analisaram-se os parâmetros característicos dos módulos fotovoltaicos. Esta análise torna-se essencial no âmbito da projeção de painéis com vários módulos integrados de modo a produzir a potência desejada. Tendo em conta a sensibilidade dos módulos fotovoltaicos a variações de fatores externos, tal como a incidência da radiação solar e a temperatura ambiente, analisou-se o impacto que estes têm no desempenho do seu funcionamento. Realizou-se também um estudo sobre o impacto do efeito sombra na operação dos módulos bem como uma possível solução para compensar este efeito. Apresentou-se ainda uma tecnologia emergente, que devido aos resultados promissores nos seus ensaios experimentais é alvo de grande investimento.

Posto isto, foram analisados os diversos conversores passíveis de aplicar no equipamento, onde se incluem as soluções adotadas para a realização da interface com a rede elétrica como também dos módulos fotovoltaicos, onde se incluem conversores CA-CC, conversores CA-CC multinível e os conversores CC-CC. De forma a controlar corretamente os conversores, realizou-se o estudo das técnicas de controlo de corrente a aplicar nos conversores e o seu respetivo desempenho, técnica de sincronização com a rede elétrica, controlo de tensão para o barramento CC como ainda se analisam diversos algoritmos de MPPT passíveis de aplicar.

Posteriormente, foram realizadas as simulações computacionais com o intuito de validar a topologia e controlos desenvolvidos. É apresentado o dimensionamento do conversor CA-CC a operar em modo *interleaved* como também a validação do seu funcionamento, recorrente ao controlo de corrente adotado. Aplicou-se também o controlo de tensão ao barramento CC de forma a comprovar que o mesmo é capaz de alcançar e estabilizar no valor pretendido. Foram então apresentados os resultados de simulação para este conversor que validam o funcionamento do mesmo. Posto isto, apresentou-se a configuração dos módulos fotovoltaicos. O intuito da simulação é obter os diferentes pontos de operação dos módulos, isto é, mediante a variação dos fatores externos, compreender quais são os valores de corrente e tensão para situações de baixa incidência de radiação solar e aumento da temperatura das células fotovoltaicas. Desta forma, apresentou-se o dimensionamento do conversor CC-CC do tipo *boost* responsável pela interface com os módulos fotovoltaicos. Nesta simulação considera-se, para efeitos de dimensionamento, o pior cenário de operação por parte dos módulos fotovoltaicos de forma a garantir que o conversor consegue acompanhar estas variações. No entanto são também apresentados os resultados obtidos para as condições ótimas de funcionamento. Aplicou-se ainda o algoritmo de MPPT adotado, de forma a validar o seu funcionamento considerando as variações dos fatores externos aos módulos fotovoltaicos, onde se valida que este cumpre a sua função corretamente. Foram ainda abordados os resultados obtidos para os testes dos modos de

operação propostos em ambiente de simulação, onde se analisa individualmente os resultados obtidos em cada modo de operação com o intuito de validar o funcionamento do equipamento.

Foi então apresentado o resultado final de todas as placas desenvolvidas, onde se inclui a placa de potência, de *driver* e condicionamento de sinal. Analisou-se o lado do circuito de potência que realiza a interface com a rede elétrica, módulos fotovoltaicos e o veículo elétrico. Descrevem-se ainda os componentes empregues em cada um deles, bem como o *layout* da placa desenvolvida. Relativamente às placas de controlo desenvolvidas apresenta-se o circuito de *driver* desenvolvido, bem como se descrevem as proteções e circuito auxiliar empregue na mesma.

Foram então apresentadas as placas de condicionamento de sinal desenvolvidas, onde se descrevem os aspetos mais relevantes que foram implementados para realizar a proteção dos ADCs do DSP, nomeadamente a implementação de filtros RC e seguidores de tensão. Relativamente aos sensores empregues, apresentou-se o processo de linearização dos mesmo. Foi ainda aplicada uma proteção adicional contra os valores de corrente indesejados, nomeadamente picos de corrente, de forma a proteger o equipamento. A fim de proteger os semicondutores de potência, apresentou-se o dimensionamento do circuito de comando. Este circuito de comando permite habilitar e desabilitar as comutações dos semicondutores, isto é, dar *enable/disable* à placa de *driver*. Tal circuito, mostra-se bastante útil pois evita a destruição dos componentes, protegendo contra comutações indevidas por parte do DSP.

Foram então apresentados os resultados experimentais obtidos nos ensaios individuais ao conversor CC-CC unidirecional. O mesmo é validado empregando um *duty-cycle* fixo de 50% de forma a validar o funcionamento do conversor. Posto isto, o conversor é controlado recorrendo ao controlo de corrente preditivo de modo a possibilitar a validação do equipamento nos diferentes modos de operação. Devido à complexidade, dimensão bem como ao tempo limitado, o algoritmo de MPPT não foi testado no equipamento. Posto isto, constata-se que esta validação é uma sugestão de trabalho futuro e relevante de se validar para o caso de serem conectados módulos reais. Tal validação pode ser realizada recorrendo a um reóstato, que é um equipamento onde é possível variar a resistência, ou seja, permite também variar a corrente que o atravessa. Tal dispositivo permite então validar que o algoritmo de MPPT é capaz de acompanhar o MPP em diferentes condições de operação.

Analisaram-se então os resultados obtidos na integração de todo o sistema, isto é, apresentaram-se os resultados obtidos para os modos de operação inicialmente propostos bem como para combinações de modos de operação. Esta validação prova o bom funcionamento do sistema implementado, onde através da teoria de potência é realizada a gestão das potências fornecidas por cada um dos elementos

do sistema, estando as baterias do veículo elétrico a fornecer, absorver ou até não conectadas ou até o painel fotovoltaico desconectado.

Durante os testes experimentais foi também possível validar os circuitos de proteção e comando, pois os mesmos atuaram de forma eficaz aquando surgiram picos de corrente não desejados onde as proteções atuaram e desabilitaram completamente a ação dos circuitos de driver protegendo assim o equipamento.

Os ensaios realizados validaram também o correto funcionamento dos algoritmos de controlo implementados, nomeadamente o controlo de corrente preditivo pois as correntes sintetizadas pelo conversor CA-CC seguiram corretamente as referências calculadas pelo algoritmo de controlo. Validou-se também o correto funcionamento do controlo PI aplicado ao barramento CC, pois este alcançou e manteve-se no valor de tensão pretendido. Relativamente aos conversores CC-CC responsáveis pela interface com os módulos fotovoltaicos e um veículo elétrico, constata-se que ambos se comportaram como esperado, seguindo o comportamento obtido nos resultados em ambiente de simulação.

Assim, com o desenvolvimento desta dissertação foi possível validar os o correto funcionamento do conversor CA/CC *interleaved* bem como o controlo de corrente preditivo empregue, a modulação SPWM unipolar, a técnica de sincronização com a rede elétrica. Posto isto, foi também possível validar o correto funcionamento do controlo PI para o barramento CC. Foi então comprovado também o correto funcionamento do conversor CC/CC unidirecional a operar em modo *boost*. Após a validação individual de cada um dos elementos que constituem o equipamento, validou-se o correto funcionamento nos modos de operação G2V, R2G, R2V, V2G e R2G&V2G a uma frequência de comutação de 20 kHz bem como a 40 kHz.

Com o desenvolvimento desta dissertação foram adquiridas e consolidadas competência essenciais para o desenvolvimento de sistemas de eletrónica de potência como o desenvolvimento de PCB, análise e desenvolvimento de controlos de corrente e controlo de tensão, análise e desenvolvimento de algoritmos de MPPT, planeamento e dimensionamento de estruturas para equipamentos para eletrónica de potência como ainda panelização de PCB, que consiste no agrupamento de várias PCB num painel, que usualmente possui dimensões pré-definidas.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Durante esta dissertação, apesar dos resultados satisfatório que se obtiveram durante todo o desenvolvimento, detetaram-se vários aspetos que podem ser melhorados em prol de uma melhor resposta por parte do equipamento. Destes evidenciam-se:

- Desenvolvimento de um circuito de *drivers* que não recorra ao uso do circuito de *bootstrap*;
- Analisar e implementar sensores mais compactos de forma a reduzir o volume da placa de potência desenvolvida;
- Elevar as frequências de comutação de todos os conversores de forma a validar o sistema com uma frequência de 200 kHz, recorrendo a semicondutores diferentes, bem como diminuir ao volume total das bobinas empregues nos conversores;
- Remover o plano da fase na placa de potência que se revelou desnecessário, pois tal ligação pode ser realizada recorrendo à bobina de acoplamento à rede elétrica;
- Projetar uma estrutura de forma a embutir todo o equipamento dentro da mesma e torná-lo mais compacto.
- Recorrer a reguladores de tensão comutados em invés dos aplicados, pois são mais facilmente empregues nas placas desenvolvidas bem como são mais tolerantes ao aquecimento;
- Trocar os semicondutores empregues (SiC MOSFETs e IGBTs) por GaNs MOSFET pois estes apresentam tempos de resposta mais reduzidos;
- Validar o funcionamento da placa como um conversor CA-CC multinível *cascaded bridge* recorrendo à modulação Space Vector PWM;
- Trocar os condensadores empregues no barramento CC por condensadores que possibilitem manter uma tensão de 400 V no barramento CC;
- Validar o algoritmo de MPPT através de um ensaio com recurso a um reóstato de forma a garantir que alcança o MPP numa situação real;
- Conetar o equipamento desenvolvido a módulos fotovoltaicos e a um pack de baterias de forma a validar o seu comportamento com elementos reais.

Lista de Referências

- [1] L. Szabo, "The history of using solar energy," in *2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, 2017, no. 21, pp. 1–8. doi: 10.1109/MPS.2017.7974451.
- [2] I. E. Agency, "Snapshot of Global PV Markets 2019," 2019. [Online]. Available: http://www.iea-pvps.org/fileadmin/dam/public/report/statistics/IEA-PVPS_T1_35_Snapshot2019-Report.pdf.
- [3] M. S. Michael Schmela, Aurélie Beauvais, Naomi Chevillard, Mariano Guillén Paredes, Máté Heisz, Raffaele Rossi, "Mobilising Investments in Emerging Markets," 2019.
- [4] International Energy Agency, "Portugal 2016 Review," 2016. [Online]. Available: https://webstore.iea.org/download/direct/350?fileName=Energy_Policies_of_IEA_Countries_Portugal_2016_Review.pdf.
- [5] APREN, "Yearbook 2019," *APREN*, 2019. [Online]. Available: <https://www.apren.pt/contents/documents/anuario-2019-aprenebook-v2-5562.pdf>.
- [6] Solargis, "Solar resource maps of Portugal," *Solargis*, 2019. .
- [7] R. J. Campbell, "The smart grid: Status and outlook," *U.S. Infrastructure: Government Programs and Economic Impacts*, 2018. [Online]. Available: <https://fas.org/sgp/crs/misc/R45156.pdf>.
- [8] Capgemini, "Smart Home : The Human Side of the Smart Grid," *Group*, 2019. [Online]. Available: http://www.smartgrids-cre.fr/media/documents/1003_CapG_SmartHome.pdf.
- [9] Ministério do Ambiente Ordenamento do Território e Energia, "Enquadramento do novo regime de Produção Distribuída," *Diário da República*, pp. 1–29, 2014.
- [10] S. Janet L., R. Jay, and S. Freyr, "Renewables 2018-Global status report. A comprehensive annual overview of the state of renewable energy. Advancing the global renewable energy transition-Highlights of the REN21 Renewables 2018 Global Status Report in perspective," 2018. doi: 978-3-9818911-3-3.
- [11] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, "Experimental Validation of a Three-Port Integrated Topology to Interface Electric Vehicles and Renewables With the Electrical Grid," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 14, no. 6, pp. 2364–2374, Jun. 2018. doi: 10.1109/TII.2018.2818174, ISSN: 1551-3203.
- [12] K. Mertens, "Photovoltaics - Fundamentals, Technology and Practice," Münster University of Applied Sciences, Ed. Münster: Wiley, 2014, pp. 1–41.
- [13] A. Luque and S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2010. doi: 10.1002/9780470974704.
- [14] S. UNIVERSITY, "A new conversion process could make solar power production twice as efficient as existing methods—and potentially cheap enough to compete with oil.," 2019. [Online]. Available: www.sciencedaily.com/releases/2010/08/100802101813.htm.
- [15] T. Zimmer, "6. Photovoltaic cell types," Bordeaux: University of Bordeaux, 2018, pp. 3–8.
- [16] P. A. Lynn, "Electricity from Sunlight: An Introduction to Photovoltaics," 1st editio., WILEY, 2010, pp. 35–54.
- [17] K. S. Adu-Manu, N. Adam, C. Tapparello, H. Ayatollahi, and W. Heinzelman, "Energy-Harvesting Wireless Sensor Networks (EH-WSNs)," *ACM Trans. Sens. Networks*, vol. 14, no. 2, pp. 1–50, Apr. 2018. doi: 10.1145/3183338, ISSN: 15504859.
- [18] M. Azzouzi, D. Popescu, and M. Bouchahdane, "Modeling of Electrical Characteristics of Photovoltaic Cell Considering Single-Diode Model," *J. Clean Energy Technol.*, vol. 4, no. 6, pp. 414–420, 2016. doi: 10.18178/JOCET.2016.4.6.323, ISSN: 1793821X.
- [19] S. Aazou and E. M. Assaid, "Modelling real photovoltaic solar cell using Maple," in *2009 International*

- Conference on Microelectronics - ICM*, 2009, no. June 2014, pp. 394–397. doi: 10.1109/ICM.2009.5418600.
- [20] S. Lyden, M. E. Haque, A. Gargoom, M. Negnevitsky, and P. I. Muoka, “Modelling and parameter estimation of photovoltaic cell,” *2012 22nd Australas. Univ. Power Eng. Conf. "Green Smart Grid Syst. AUPEC 2012*, pp. 1–6, 2012.
- [21] M. F. Nayan and S. M. S. Ullah, “Modelling of solar cell characteristics considering the effect of electrical and environmental parameters,” *2015 Int. Conf. Green Energy Technol. ICGET 2015*, pp. 1–6, 2015. doi: 10.1109/ICGET.2015.7315096.
- [22] H. Patel and V. Agarwal, “MATLAB-Based Modeling to Study the Effects of Partial Shading on PV Array Characteristics,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 302–310, Mar. 2008. doi: 10.1109/TEC.2007.914308, ISSN: 0885-8969.
- [23] A. H. ALQahtani, “A simplified and accurate photovoltaic module parameters extraction approach using matlab,” in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2012, pp. 1748–1753. doi: 10.1109/ISIE.2012.6237355.
- [24] M. A. Ionescu, S. S. Iliescu, N. Arghira, and I. Fagarasan, “PV module behavior model for different external factors conditions,” *2016 20th IEEE Int. Conf. Autom. Qual. Testing, Robot. AQTR 2016 - Proc.*, pp. 1–6, 2016. doi: 10.1109/AQTR.2016.7501328.
- [25] S. Veerapen and Huiqing Wen, “Shadowing effect on the power output of a photovoltaic panel,” in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, no. 51407145, pp. 3508–3513. doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512858.
- [26] E. Diaz-Dorado, A. Suarez-Garcia, C. Carrillo, and J. Cidras, “Influence of the shadows in photovoltaic systems with different configurations of bypass diodes,” in *SPEEDAM 2010*, 2010, pp. 134–139. doi: 10.1109/SPEEDAM.2010.5542226.
- [27] L. Sharkawi and M. Hassan, “Photovoltaic systems analysis taking into consideration the shadows effect,” *2015 IEEE 8th GCC Conf. Exhib. GCCCE 2015*, pp. 1–6, 2015. doi: 10.1109/IEEGCC.2015.7060074.
- [28] A. Wakamiya, “Recent progress on perovskite solar cells and our materials science,” in *2016 23rd International Workshop on Active-Matrix Flatpanel Displays and Devices (AM-FPD)*, 2016, pp. 5–8. doi: 10.1109/AM-FPD.2016.7543600.
- [29] K. R. Adhikari, S. Gurung, B. K. Bhattarai, and B. Mari, “Dependence of perovskite solar cells performance on temperature and solar irradiation,” *Proc. 2015 IEEE Int. Renew. Sustain. Energy Conf. IRSEC 2015*, pp. 1–6, 2016. doi: 10.1109/IRSEC.2015.7455146.
- [30] Y. Du, X. Zhou, S. Bai, S. Lukic, and A. Huang, “Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, no. 1, pp. 1145–1151, 2010. doi: 10.1109/APEC.2010.5433359.
- [31] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics — Converters, Applications and Design*, vol. 33, no. 1. John Wiley & Sons, Inc., 1996. doi: 10.1177/002072099603300112, ISSN: 0020-7209.
- [32] B. Veerasamy, “Bidirectional AC-DC Converter with Improved PF and reduced ripple for battery and PV.pdf,” Nagoya Institute of Tchnology, 2015.
- [33] B. M. Hasaneen and A. A. Elbaset Mohammed, “Design and simulation of DC/DC boost converter,” in *2008 12th International Middle-East Power System Conference*, 2008, pp. 335–340. doi: 10.1109/MEPCON.2008.4562340.
- [34] M. F. Nayan and S. M. S. Ullah, “Modelling of solar cell characteristics considering the effect of electrical and environmental parameters,” in *2015 3rd International Conference on Green Energy and Technology (ICGET)*, 2015, vol. 17, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICGET.2015.7315096, ISSN: 1364-0321.
- [35] Vitor Duarte Fernandes Monteiro, “Desenvolvimento de Sistemas de Carregamento Bidirecionais para

- Veículos Elétricos com Novos Modos de Operação para Smart Grids,” Universidade do Minho, 2016.
- [36] S. Roberts, “DC / DC Book of Knowledge,” in *Recom*, 2nd Editio., no. 2nd, RECOM, Ed. 2014, pp. 18–34.
- [37] Auburn University, Ed., “POWER ELECTRONICS HANDBOOK,” Auburn: ACADEMIC PRESS, 1990, pp. 211–267.
- [38] P. Panagis, F. Stergiopoulos, P. Marabeas, and S. Manias, “Comparison of state of the art multilevel inverters,” *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 4296–4301, 2008. doi: 10.1109/PESC.2008.4592633, ISSN: 02759306.
- [39] H. Bhattacharjee and J. Nakka, “A single-phase cascaded H-Bridge inverter for grid-tie photovoltaic system addressing the problem of unbalances in H-Bridge cells,” in *2016 International Conference on Microelectronics, Computing and Communications (MicroCom)*, 2016, vol. 1, no. dc, pp. 1–6. doi: 10.1109/MicroCom.2016.7522517.
- [40] G. A. V. Caceres, J. C. G. Lizarazo, M. A. M. Villalobos, and J. F. P. Suarez, “Active power filters: A comparative analysis of current control techniques,” in *2010 IEEE ANDESCON*, 2010, vol. 54, no. 6, pp. 1–6. doi: 10.1109/ANDESCON.2010.5631646, ISSN: 18777058.
- [41] Zhou Hao, Hu Bing, Qu Kewang, Liu Yan, and Tong Chaonan, “The efficiency analysis for three-level grid-connected photovoltaic inverters,” in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2012, pp. 1086–1090. doi: 10.1109/ISIE.2012.6237239.
- [42] L. Chen, Q. Zhang, Z. Jiang, and C. Sun, “Transformerless photovoltaic inverter system based on multilevel voltage,” *Proc. 2012 7th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2012*, pp. 1663–1666, 2012. doi: 10.1109/ICIEA.2012.6360992.
- [43] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002. doi: 10.1109/TIE.2002.801052, ISSN: 0278-0046.
- [44] S. Bagawade and P. Jain, “Interleaved boost based AC/DC bidirectional converter with four quadrant power control based on one-cycle controller (OCC),” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2016-May, pp. 544–551, 2016. doi: 10.1109/APEC.2016.7467925.
- [45] C.-M. Wang, C.-H. Lin, S.-Y. Hsu, G.-Y. Chen, and C.-W. Chuang, “An interleaved AC/DC converter with low input and output ripple current,” in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, no. c, pp. 1263–1267. doi: 10.1109/IECON.2016.7793645.
- [46] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, J. H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L. T. Moran, and S. K. Sul, “An Interleaved Active Power Filter with Reduced Size of Passive Components,” in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, 2006, vol. 2006, pp. 969–976. doi: 10.1109/APEC.2006.1620656.
- [47] A. Barchowsky, J. P. Parvin, G. F. Reed, M. J. Korytowski, and B. M. Grainger, “A comparative study of MPPT methods for distributed photovoltaic generation,” *2012 IEEE PES Innov. Smart Grid Technol. ISGT 2012*, pp. 1–7, 2012. doi: 10.1109/ISGT.2012.6175798.
- [48] J. S. Kumari, C. S. Babu, and J. Yugandhar, “Design and Analysis of Open Circuit Voltage Based Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic System,” *Int. J. ...*, vol. 2, no. January, 2011.
- [49] P. Gaur, Y. P. Verma, and P. Singh, “Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic applications: A comparative study,” in *2015 2nd International Conference on Recent Advances in Engineering & Computational Sciences (RAECS)*, 2015, no. December, pp. 1–5. doi: 10.1109/RAECS.2015.7453430.
- [50] T. Esum and P. L. Chapman, “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, Jun. 2007. doi: 10.1109/TEC.2006.874230, ISSN: 0885-8969.
- [51] E. M. Suhara and M. Nandakumar, “Analysis of hysteresis current control techniques for three phase PWM rectifiers,” in *2015 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics,*

- Communication and Energy Systems (SPICES)*, 2015, pp. 1–5. doi: 10.1109/SPICES.2015.7091434.
- [52] H. Dammah, I. Lachkar, and S. L. Elhaq, “MPPT and PFC achievement in grid connected photovoltaic system based on a half bridge inverter,” in *2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/CEIT.2016.7929073.
- [53] J. W. Dixon, M. Sebastian Tepper, and T. Luis Moran, “Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2, pp. 894–900, 1994. doi: 10.1109/apec.1994.316303.
- [54] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998. doi: 10.1109/41.720325, ISSN: 02780046.
- [55] A. I. Maswood and E. Al-Ammar, “Analysis of a PWM voltage source inverter with PI controller under non-ideal conditions,” in *2010 Conference Proceedings IPEC*, 2010, pp. 193–198. doi: 10.1109/IPEC.2010.5697104.
- [56] A. M. Massoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Predictive current control of a shunt active power filter,” *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 5, pp. 3567–3572, 2004. doi: 10.1109/PESC.2004.1355106, ISSN: 02759306.
- [57] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellan-Garcia, S. Segui-Chilet, and J. C. Alfonso-Gil, “Improved Shunt Active Power Compensator for IEEE Standard 1459 Compliance,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2692–2701, Oct. 2010. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2049033, ISSN: 0885-8977.
- [58] G. A. V. Cáceres, J. C. G. Lizarazo, M. A. M. Villalobos, and J. F. P. Suárez, “Active power filters: A comparative analysis of current control techniques,” *2010 IEEE ANDESCON Conf. Proceedings, ANDESCON 2010*, 2010. doi: 10.1109/ANDESCON.2010.5631646.
- [59] J. S. Artal-Sevil, R. Dufo-Lopez, and J. L. Bernal-Agustin, “Analysis of different PWM Modulation Techniques: Comparison and Design,” *Proc. 2018 Technol. Appl. to Electron. Teaching, TAE 2018*, no. Mi, 2018. doi: 10.1109/TAE.2018.8476025.
- [60] J. Soomro, T. D. Memon, and M. A. Shah, “Design and analysis of single phase voltage source inverter using Unipolar and Bipolar pulse width modulation techniques,” *2016 Int. Conf. Adv. Electr. Electron. Syst. Eng. ICAEES 2016*, pp. 277–282, 2017. doi: 10.1109/ICAEEES.2016.7888052.
- [61] A. Algaddafi, K. Elnaddab, A. Al Ma’mari, and A. N. Esgiar, “Comparing the performance of bipolar and unipolar switching frequency to drive DC-AC Inverter,” in *2016 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2016, pp. 680–685. doi: 10.1109/IRSEC.2016.7984067.
- [62] M. S. Aspilli and A. Wamanrao, “Sinusoidal pulse width modulation (SPWM) with variable carrier synchronization for multilevel inverter controllers,” *2009 Int. Conf. Control Autom. Commun. Energy Conserv. INCACEC 2009*, no. Cm, pp. 1–6, 2009.
- [63] A. Marquez, J. I. Leon, S. Vazquez, R. Portillo, L. G. Franquelo, E. Freire, and S. Kouro, “Variable-Angle Phase-Shifted PWM for Multilevel Three-Cell Cascaded H-Bridge Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 5, pp. 3619–3628, 2017. doi: 10.1109/TIE.2017.2652406, ISSN: 02780046.
- [64] M. Karimi-Ghartemani, H. Karimi, and M. R. Iravani, “A magnitude/phase-locked loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 511–517, 2004. doi: 10.1109/TIE.2004.825282, ISSN: 02780046.
- [65] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, “A new phase-locked loop (PLL) system,” in *Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems. MWSCAS 2001 (Cat. No.01CH37257)*, 2001, vol. 1, pp. 421–424. doi: 10.1109/MWSCAS.2001.986202.
- [66] Jeong Seung-Gi, Lee Bang-Sup, Kim Kyung-Seo, and Park Min-Ho, “The Analysis and Compensation of Dead Time Effects in Pwm Inverters,” in *Proceedings. 14 Annual Conference of Industrial Electronics Society*, 1988, vol. 3, no. 2, pp. 667–671. doi: 10.1109/IECON.1988.665770, ISSN: 15579948.
- [67] D. B. R. Weerakoon, B. L. L. Sandaruwan, R. T. T. De Silva, S. G. Abeyratne, and D. B. Rathnayake, “A novel dead-time compensation scheme for PWM VSI drives,” in *2016 IEEE International Conference on*

- Information and Automation for Sustainability (ICIAfS)*, 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICIAfS.2016.7946570.
- [68] Kyocera, “KC200GT.” [Online]. Available: <https://www.kyocerasolar.com/dealers/product-center/archives/spec-sheets/KC200GT.pdf>.
- [69] Powersim, “PSIM Tutorial How to Use Solar Module Physical Model.” [Online]. Available: <https://powersimtech.com/drive/uploads/2016/04/Tutorial-Solar-Module-physical-model.pdf>.
- [70] V. Staupt, “Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory,” *Prz. Elektrotechniczny*, vol. 84, no. 6, pp. 1–11, 2008. doi: 10.1109/ISNCC.2008.4627481, ISSN: 00332097.
- [71] M. Depenbrock, “The FBD-Method, a generally applicable tool for analyzing power relations,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 8, no. 2, pp. 381–387, 1993. doi: 10.1109/59.260849, ISSN: 15580679.
- [72] CREE Inc., “C3M0120090D Silicon Carbide Power MOSFET / C3M MOSFET Technology,” *Technical Datasheet*, 2015. [Online]. Available: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/824/C3M0120090D.pdf>. [Accessed: 07-May-2019].
- [73] R. Selders, “Synchronous rectification in high-performance power converter design,” *Power Electron. Technol.*, vol. 32, no. 6, pp. 1–7, 2006, ISSN: 15402800.
- [74] T. Jalakas, H. Molder, and M. Egorov, “EMI reduction problems in power converters with 6.5 kV IGBTs,” in *2008 Power Quality and Supply Reliability Conference*, 2008, pp. 229–233. doi: 10.1109/PQ.2008.4653766.
- [75] Infineon Technologies, “EMC and System-ESD Design Guidelines for Board Layout,” *Infineon Technol.*, pp. 1–60, 2016.
- [76] Analog Devices, “ADuM3223/ADuM4223,” *Analog Devices*, 2007. [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM3223_4223.pdf.
- [77] Murata Power Solutions, “MEJ1 Series.” [Online]. Available: https://power.murata.com/datasheet?/data/power/ncl/kdc_mej1.pdf.
- [78] Texas Instruments Incorporated, “TMS320F2833x, TMS320F2823x DSCs Silicon Errata Silicon Revisions A, 0,” *Texas Instruments*, 2007. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/er/sprz272l/sprz272l.pdf>.
- [79] Texas Instruments Incorporated, “TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs) 1 Device Overview,” *Texas Instruments*, 2016. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>.
- [80] T. Instruments, “TLV5610,” *Texas Instruments*, 2008. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv5610.pdf>.
- [81] C. T. G. & C. KG, “Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A,” 2016. [Online]. Available: <http://www.hallsensors.de/CYHVS5-25A.pdf>.
- [82] L. E. Motion, “Current Transducer LTSR 15-NP,” *Young*, 2000. [Online]. Available: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/ltsr_15-np.pdf.
- [83] L. T. Corporation, “LT1009 - 2.5V Reference,” 1985. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT1009.pdf>.
- [84] O. Semiconductor, “Comparators Quad Single Supply,” 2006. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/LM339-D.PDF>.
- [85] STMicroelectronics, “NE555 SA555 - SE555,” *Current*, 1998. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/se555.pdf>.
- [86] L. Zumbahlen, “Staying Well Grounded,” *Analog Dialogue*, 2012. [Online]. Available: http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/46-06/staying_well_grounded.html.